

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公表特許公報 (A)

(11)特許出願公表番号

第1部門第2区分

特表2002-511291

(P2002-511291A)

(43)公表日 平成14年4月16日(2002.4.16)

(51)Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テマコード(参考)

A 6 1 B 5/145

A 6 1 B 5/14

3 1 0

4 C 0 3 8

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 98 頁)

(21)出願番号 特願2000-543037(P2000-543037)
 (86)(22)出願日 平成11年4月9日(1999.4.9)
 (85)翻訳文提出日 平成12年10月10日(2000.10.10)
 (86)国際出願番号 PCT/US99/07825
 (87)国際公開番号 WO99/52420
 (87)国際公開日 平成11年10月21日(1999.10.21)
 (31)優先権主張番号 09/058,799
 (32)優先日 平成10年4月10日(1998.4.10)
 (33)優先権主張国 米国(US)
 (81)指定国 EP(AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), JP

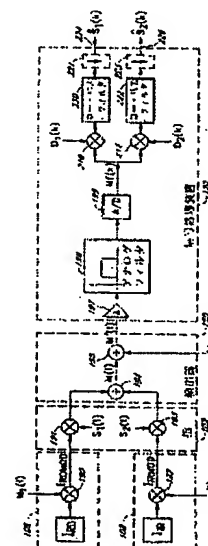
(71)出願人 マシモ・コーポレイション
 アメリカ合衆国 92614 カリフォルニア
 州 アーヴィン、ケルヴィン アヴェニュー
 ー 2852
 (72)発明者 ディアブ、モハメド ケー.
 アメリカ合衆国 92691 カリフォルニア
 州 ミッション ヴィエホ ダイヤモンド
 26945
 (72)発明者 ウェーバー、ウォルター エム.
 アメリカ合衆国 92653 カリフォルニア
 州 ラグナ ヒルズ クリーク ドライブ
 25526
 (74)代理人 弁理士 中島 淳 (外2名)

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 パルス式計測システムにおける信号復調方法および装置

(57)【要約】

方法および装置で被検体における血液酸化を測定する。第1信号供給源により、第1時間間隔の間に第1入力信号を加える。第2信号供給源により、第2時間間隔の間に第2入力信号を加える。検出器では、内部に血液を有する被検体の部分を通して伝わる第1入力信号に応じた第1パラメトリック信号を検出する。同検出器ではまた、被検体の部分を通して伝わる第2入力信号に応じた第2パラメトリック信号も検出する。同検出器では、第1および第2パラメトリック信号に応じた検出器出力信号を発生する。信号処理装置では、検出器出力信号を受信して、検出器出力信号に応じた信号に第1復調信号を加えることによって検出器出力信号を復調して、第1パラメトリック信号に応じた第1出力信号を発生する。また同信号処理装置では、検出器出力信号に応じた信号に第2復調信号を加えて、第2パラメトリック信号に応じた第2出力信号を発生する。尚、第1復調信号および第2復調信号ともに、少なくとも、第1周波数および第1振幅を有する第1成分と、第2周波数および第2振幅を有する第2成分とを含む。第2周波数は第1周波数の高



【特許請求の範囲】

【請求項1】 被検体における血液酸度を測定する装置であって、

第1時間間隔の間に第1入力信号を加える第1信号供給源と；

第2時間間隔の間に第2入力信号を加える第2信号供給源と；

内部に血液を有する前記被検体の部分を通して伝わる前記第1入力信号に応じた第1パラメトリック信号を検出し、また、前記被検体の前記部分を通して伝わる前記第2入力信号に応じた第2パラメトリック信号を検出する検出器であって、前記第1および第2パラメトリック信号に応じた検出器出力信号を発生する前記検出器と；

前記検出器出力信号を受信する信号処理装置であって、第1復調信号を前記検出器出力信号に応じた信号に加えて前記第1パラメトリック信号に応じた第1出力信号を発生すること、第2復調信号を前記検出器出力信号に応じた前記第2信号に加えて前記第2パラメトリック信号に応じた第2出力信号を発生することによって、前記検出器出力信号を復調し、前記第1復調信号および前記第2復調信号の各信号が、少なくとも、第1周波数および第1振幅を有する第1成分と、第2周波数および第2振幅を有する第2成分とを含み成るものであって、前記第2周波数が前記第1周波数の調波周波数であり、前記第2振幅が、前記第1パラメトリック信号から前記第2出力信号へのクロストークを最小にし、かつ前記第2パラメトリック信号から前記第1出力信号へのクロストークを最小にするように前記第1振幅に関係付けられるように選択される前記信号処理装置とを具備する

前記装置。

【請求項2】 前記第1および第2信号供給源の1つをオフにして、前記第2振幅を変化させて測定される前記クロストークを最小にする第2振幅を選択しながら、前記パラメトリック信号の1信号と、それに対応していない出力信号との間のクロストークを測定することによって前記第2振幅が求められる。

請求項1に記載の方法。

【請求項3】 第1パルスおよび第2パルスを加えることにより発生する2信号間のクロストークを最小にしてパラメータを測定する方法であって、前記第

の正弦波成分を含み成るものであり、前記基本波成分が、基本波成分振幅を有しており、前記第1高調波成分が第1高調波成分振幅を有しており、前記第1高調波成分振幅が第1比例値により前記高調波成分振幅に関係付けられており；

前記第1復調信号の前記第2成分の前記第2振幅が、前記第1比例値のほぼ逆数である第2比例値により前記第1復調信号の前記第1成分の前記第1振幅に関係付けられている。

請求項3で定義された方法。

【請求項6】 更に、前記第1パルスおよび前記第2パルスのいずれもアクティブでない時に前記コンポジット信号をサンプリングしてサンプリングされた信号を得るステップと；

前記サンプリングされた信号を測定して、前記パラメトリック信号の雑音レベルを求めるステップとを含む。

請求項3で定義された方法。

【請求項7】 更に、前記コンポジット信号に対する変換を行い、前記コンポジット信号のスペクトルを発生するステップと；

前記第1周波数付近と前記第1周波数の調波周波数付近の事前設定範囲以外の複数の周波数で前記スペクトルをサンプリングするステップと；

前記サンプリングされた複数の周波数の大ききの平均を求めるステップと；

前記平均を選択された閾値と比較して、前記平均の大ききが、前記選択された閾値を超えるか否かを判定するステップとを含む。

請求項3で定義された方法。

【請求項8】 電磁エネルギーの第1および第2周期パルスを測定対象のパラメータを有するシステムに加えること、前記システムを通して伝わり測定対象の前記パラメータにより影響を受けた後の前記電磁エネルギーに応じた信号を受信することにより発生したコンポジット信号を復調する方法であって、コンポジット信号として受信された前記信号が、前記第1および第2パルスに応じた成分を有するものであり、

第1復調信号を前記コンポジット信号に加えて第1被復調信号を発生するステップであって、前記第1復調信号が、前記第1および第2パルスの繰返し周波数

1パルスおよび前記第2パルスが、周期を定める第1繰返し速度で周期的に加えられており、また、前記第1パルスが各周期の第1間隔の間に発生して、前記第2パルスが各周期の第2間隔の間に発生しており、前記第2間隔が前記第1間隔から離間されており、前記第1および第2パルスにより前記パラメータに応じた第1および第2パラメトリック信号を生成しており、前記第1および第2パラメトリック信号が、前記第1および第2パラメトリック信号に応じたコンポジット信号を出力する単一検出器により受信されており；

第1復調信号を前記コンポジット信号に加えて第1被復調出力信号を発生するステップであって、前記第1復調信号が、少なくとも、前記第1繰返し速度に対応する第1周波数を有しており第1振幅を有する第1成分を含み成るものであり、また、前記第1復調信号が更に、前記第1周波数の調波周波数である第2周波数を有しており前記第1振幅に対し選択された比例関係を有する第2振幅を有する第2成分を含み成るものであるステップと；

第2復調信号を前記コンポジット信号に加えて第2被復調出力信号を発生するステップであって、前記第2復調信号が、前記第1周波数で前記第1振幅の前記第1成分を含み成り、かつ、前記第2周波数で前記第2振幅の前記第2成分を含み成るものであって、前記第2復調信号の前記第1および第2成分の少なくとも1成分が、前記第1復調信号の前記第1および第2成分の対応する1成分に対し、選択された位相差を有するものであるステップと；

前記第1被復調出力信号をロー・パス・フィルタリングして前記第1パラメトリック信号に応じた第1回復出力信号を発生するステップと；

前記第2被復調出力信号をロー・パス・フィルタリングして前記第2パラメトリック信号に応じた第2回復出力信号を発生するステップとを含み成る。

前記方法。

【請求項4】 前記選択された位相差が π である。

請求項3で定義された方法。

【請求項5】 前記第1パルスおよび前記第2パルスがデューティサイクルを有する略矩形のパルスであり、また、前記矩形のパルスが、前記第1周波数に対応する基本波成分と、前記第2周波数に対応する第1高調波成分とを含む複数

に対応する第1周波数を有する第1成分を含み成り、かつ、前記第1周波数の調波周波数である周波数を有する第2成分を含み成るものであり、前記第1成分が第1振幅を有しており、また前記第2成分が第2振幅を有しており、前記第2振幅が、前記第1振幅に対し事前設定済の関係値を有しており、前記第1被復調信号が前記第1パルスにのみ応じた低周波成分を有するものになるように、前記事前設定済の関係値が選択されるステップと；

前記第1被復調信号をロー・パス・フィルタリングして、第1出力信号を発生するステップであって、前記第1出力信号が、前記第1パルスから受けた電磁エネルギーに対する前記パラメータの影響に応じて変化するものであるステップとを含む。

前記方法。

【請求項9】 更に、第2復調信号を前記コンポジット信号に加えて第2被復調信号を発生するステップであって、前記第2復調信号が、前記第1復調信号の前記第1および第2成分に対応する第1および第2成分を有するものであり、前記第2復調信号の前記第1および第2成分の少なくとも1成分が、前記第1復調信号の前記第1および第2成分の対応する1成分に対し、選択された位相差関係を有するものであるステップと；

前記第2被復調信号をロー・パス・フィルタリングして第2出力信号を発生するステップであって、前記第2出力信号が、前記第2パルスから受けた電磁エネルギーに対する前記パラメータの影響に応じて変化するステップとを含む。

請求項8で定義された方法。

【請求項10】 前記選択された位相差が π の位相差である。

請求項9で定義された方法。

【請求項11】 変調信号発生器であって、第1繰返し周波数で繰返す第1パルスを含み成る第1変調信号を発生するものであり、前記第1パルスが50%未満のデューティサイクルを有するものであり、前記変調信号発生器がまた前記第1繰返し周波数で繰返す第2パルスを含み成る第2変調信号を発生するものであり、前記第2パルスが50%未満のデューティサイクルを有するものであり、前記第2パルスが、前記第1パルスに対し重複しない時間に現れており、前

前記第1および第2パルスが、第1成分が前記繰返し周波数に対応する周波数を有するものであり、第2成分が前記第1周波数の2倍に対応する第2周波数を有するものである複数の成分を含み成るものであり、前記第2成分が、前記第1成分の振幅に対し第1事前設定済の関係を有する振幅を有するものである、前記変調信号発生器と；

前記第1パルスに応じて第1波長の電磁エネルギーを放射する第1トランスミッタと；

前記第2パルスに応じて第2波長の電磁エネルギーを放射する第2トランスミッタと；

被検体の部分を通して伝わった後の前記第1および第2波長の電磁エネルギーを受け、かつ受けた前記電磁エネルギーに応じた検出器出力信号を発生しており、前記検出器出力信号が、前記第1波長の前記電磁エネルギーの減衰に応じた信号成分と前記第2波長の前記電磁エネルギーの減衰に応じた信号成分を含むものである検出器と；

前記検出器信号と第1復調信号を乗算して第1被復調出力信号を発生し、前記第1復調信号が、前記第1周波数を有しており第1振幅を有する第1成分を含み成り、かつ前記第2周波数を有しており第2振幅を有する第2成分を含み成るものであり、前記第2振幅が前記第1振幅に対し第2事前設定済の関係を有するものであり、その第2事前設定済の関係が、前記第1事前設定済の関係に逆比例するものである、第1復調器と；

前記検出器信号と第2復調信号を乗算して第2被復調出力信号を発生し、前記第2復調信号が前記第1周波数を有しており前記第1振幅を有する第1成分を含み成り、かつ前記第2周波数を有しており前記第2振幅を有する第2成分を含み成るものであり、前記第2復調信号の少なくとも1成分が、前記第1復調信号の対応する1成分に対し、選択された位相関係を有するものである、第2復調器とを具備する、

パルス式酸素計測システム。

【請求項12】 前記選択された位相関係が π の位相差である、

請求項11で定義された方法。

対象の前記パラメータにより影響を受けた後の前記電磁エネルギーに応じた信号を受信することによって発生したコンボジット信号を復調する方法であって、コンボジット信号として受信された前記信号が、前記複数の周期パルス列に応じた成分を有するものであり、前記成分の各成分が前記パルス列の各1列に対応するものであり；

アナログ/デジタル変換器を使用して前記コンボジット信号をサンプリングしてデジタル値系列を生成するステップと；

前記デジタル値系列を大幅に低減させて、大幅に低減された値の系列を生成するステップと；

前記大幅に低減された値の系列を複数の乗算器の各乗算器の第1入力に供給するステップと；

各乗算器に唯一の復調係数系列が供給されるように、複数の復調係数系列を、前記乗算器の各器の第2入力に供給するステップと；

前記低域フィルタの各フィルタの出力信号が、前記成分の各1成分におおよそ対応するように、前記乗算器の各器の出力をロー・パス・フィルタリングするステップとを含む。前記方法。

【請求項16】 変調信号発生器であって、第1繰返し周波数で繰り返す第1パルスを含み成る第1変調信号を発生するものであり、前記第1パルスが50%未満のデューティサイクルを有するものであり、前記変調信号発生器がまた前記第1繰返し周波数で繰り返す第2パルスを含み成る第2変調信号を発生するものであり、前記第2パルスが50%未満の前記デューティサイクルを有するものであり、前記第2パルスが、前記第1パルスに対し重複しない時間に現れている前記変調信号発生器と；

前記第1パルスに応じて第1波長の電磁エネルギーを放射する第1トランスミッタと；

前記第2パルスに応じて第2波長の電磁エネルギーを放射する第2トランスミッタと；

被検体の部分を通して伝わった後の前記第1および第2波長の電磁エネルギー

【請求項13】 第1パルスおよび第2パルスを加えてパラメータを測定することにより発生した2信号間のクロストークを最小にする方法であって、前記第1パルスおよび前記第2パルスが、周期を定める第1繰返し速度で周期的に加えられており、また、前記第1パルスが各周期の第1間隔の間に発生して、前記第2パルスが各周期の第2間隔の間に発生しており、前記第2間隔が前記第1間隔から離隔されており、前記第1および第2パルスにより前記パラメータに応じた第1および第2パラメトリック信号を生成しており、前記第1および第2パラメトリック信号が、前記第1および第2パラメトリック信号に応じたコンボジット信号を出力する単一検出器により受信されており；

前記コンボジット信号をアナログ/デジタル変換器に供給してデジタル値系列を生成するステップと；

前記デジタル値系列を大幅に低減させて、大幅に低減されたデジタル値系列を生成するステップと；

第1復調係数系列を前記大幅に低減されたデジタル値系列に加えて第1被復調出力信号を発生するステップと；

第2復調係数系列を前記大幅に低減されたデジタル値系列に加えて第2被復調出力信号を発生するステップと；

前記第1被復調出力信号をロー・パス・フィルタリングして前記第1パラメトリック信号に応じた第1回復出力信号を発生するステップと；

前記第2被復調出力信号をロー・パス・フィルタリングして前記第2パラメトリック信号に応じた第2回復出力信号を発生するステップとを含む。前記方法。

【請求項14】 更に、第3復調係数系列を前記大幅に低減されたデジタル値系列に加えて第3被復調出力信号を発生するステップと；

前記第3被復調出力信号をロー・パス・フィルタリングして前記検出器により検出された雑音に応じた回復出力信号を発生するステップとを含む。請求項13で定義された方法。

【請求項15】 電磁エネルギーの複数の周期パルス列を測定対象のパラメータを有するシステムに加えることと、前記システムを通して伝わり、また測定

を受け、かつ受けた前記電磁エネルギーに応じた検出器出力信号を発生しており、前記検出器出力信号が、前記第1波長の前記電磁エネルギーの減衰に応じた信号成分と前記第2波長の前記電磁エネルギーの減衰に応じた信号成分を含むものである検出器と；

前記検出器出力をデジタル値系列に変換するサンプリングアナログ/デジタル変換器と；

前記デジタル値系列を大幅に低減させて、大幅に低減された系列を生成するデシメータ (decimator) と；

前記大幅に低減された系列と復調系列を乗算して第1被復調出力信号を発生する第1復調器と；

前記大幅に低減された系列と第2復調系列を乗算して第2被復調出力信号を発生する第2復調器とを具備する、

パルス式酸素計測システム。

【請求項17】 更に、前記大幅に低減された系列と第3復調系列を乗算して前記検出器により生成された雑音に対応する第3被復調出力信号を発生する第3復調器を具備する、

請求項16に記載の装置。

【請求項18】 前記デシメータが、前記デューティサイクルの間に生成された前記サンプルの数に等しいデシメーションレートを有する、

請求項16に記載の装置。

【請求項19】 サンプリング周波数 f_s を発生するサンプリング周波数発生器と；検出器と；変調信号発生器であって、パルス繰返し周波数を有するパルス系列を発生し、前記パルスが前記サンプリング周波数 f_s のQサンプル周期のデューティサイクルを有するものである前記変調信号発生器と；前記パルスに応じた波長の電磁エネルギーを放射し、前記検出器で前記電磁エネルギーを受けてその受けた電磁エネルギーに応じた検出器出力信号を発生しており、前記検出器出力信号が前記検出器により検出された周波数の電磁エネルギーにより生じた雑音を含むものであるトランスミッタと；前記サンプリング周波数で前記検出器出力信号のデジタル・サンプルを生成するデジタル/アナログ変換器と；前記デジタ

ル・サンプルを復調して所望の出力信号を生成する復調器とを含むシステムにおいて：

前記検出器により検出した前記周囲の電磁エネルギーの不要周波数成分の全てを識別するステップと；

前記不要周波数成分を使用して1組の許容可能な変調サイクル時間Tを計算するステップと；

前記許容可能な変調サイクル時間を使用して前記f、すなわち式 $T = 4Q/f$ 、を使用する前記Qを選択するステップとを含む成る、

前記所望の出力信号における周囲の電磁エネルギーに起因する前記雑音を最小にする方法。

【請求項20】 選択されたチャネルに対し復調系列を発生する操作と；

前記復調系列を復調器の第1入力に供給する操作と；

サンプリングされたコンポジット信号を前記復調器の第2入力に供給する操作とを含む成る、

マルチチャネル・コンポジット信号を復調する方法。

【請求項21】 更に、デシメーション因子Rにより前記復調器の出力を大幅に低減させる操作を含む成る、

請求項20に記載の方法。

【請求項22】 前記大幅に低減させる操作が：

ロー・パス・フィルタリングする操作と；

サンプル・レートの圧縮を行う操作とを含む、

請求項21に記載の方法。

【請求項23】 更に、前記サンプリングされたコンポジット信号を大幅に低減させてから前記サンプリングされたコンポジット信号を前記復調器の前記第2入力に供給する操作を含む成る、

請求項20に記載の方法。

【請求項24】 前記大幅に低減させる操作が、ロー・パス・フィルタリングしてサンプル・レートの圧縮を行う操作を含む、

請求項23に記載の方法。

【請求項25】 前記ロー・パス・フィルタリングする操作と前記サンプリング・レートの圧縮を行う操作とが適応アルゴリズムにより制御される、

請求項24に記載の方法。

【請求項26】 更に、第1デシメータにおいて前記サンプリングされたコンポジット信号を大幅に低減させてから、前記サンプリングされたコンポジット信号を前記復調器の前記第2入力に供給する操作であって、前記第1デシメータが第1ロー・パス・フィルタリング変換関数と第1デシメーションレートとを有するものである操作と；

第2デシメータにおいて前記復調器の出力を大幅に低減させる操作であって、前記第2デシメータが第2ロー・パス・フィルタリング変換関数と第2デシメーションレートとを有するものである操作とを含む成る、

請求項20に記載の方法。

【請求項27】 更に、前記第1低域フィルタと、前記第2低域フィルタと、前記第1デシメーションレートと、前記第2デシメーションレートとを、適応アルゴリズムにより制御する操作を含む成る、

請求項26に記載の方法。

【請求項28】 前記第1デシメーションレートと前記第2デシメーションレートとの積が実質的に一定である、

請求項26に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

（発明の背景）

（発明の分野）

本発明は、信号処理の分野に関し、より詳細には、例えば、パルス式酸素計測法を使用して血液酸素飽和度を測定するようなシステムにおける、生理学的モニタリング・システムで発生した信号の処理に係わる分野に関する。

【0002】

（従来技術の説明）

本発明は、例えば患者のような被検体における血液酸素飽和度を測定するために使用されるパルス式酸素計測装置および方法に関連してここで説明される。本発明の手法は、使用可能な信号情報を雑音の多い環境で取得している他の用途で使うことができる。

【0003】

一般的なパルス式酸素計測装置および対応する方法において、血液酸素飽和度は、内部に血流を有する被検体の部分（例えば、指、耳朶、またはその他皮膚の近くに血液が流れている身体の部分）に電磁エネルギーのパルスを送ることによって求められる。ここで説明する実施例では、電磁エネルギーのパルスは、例えば約660ナノメートルの波長を有する周期的赤色光パルス、および約905ナノメートルの波長を有する周期的赤外光パルスを含む。例えば、米国特許第5,482,036号および米国特許第5,490,505号で説明されているように、赤色光パルスと赤外光パルスは、同じ周期性だが、交差式の重複しない方法で照射される。特に、好適な実施態様においては、赤色パルスは、各サイクルの約25%についてアクティブであり、赤外光パルスも、各サイクルの約25%についてアクティブである。赤色パルスは、双方のパルスが、ある赤色パルスとその次の赤外光パルスとの間で各サイクルの約25%についてイナクティブになり、かつ双方のパルスが、ある赤外光パルスとその次の赤色パルスとの間で各サイクルの約25%についてイナクティブになるように、時間的に赤外光パルスから分離される。（ここでは、25%デューティサイクルを有するパルスに関連

して以下に説明するが、このパルスのデューティサイクルが用途によって変更可能であることは、当業界の熟練者によって理解されるはずである。）被検体の部分を通して伝播した後、赤色パルスおよび赤外光パルスは検出器により検出されるが、この検出器は、両方の波長の光に応答し、かつ同検出器に入射する電磁エネルギーの強度に対し予測できる関係を有する電気信号を発生する。電気信号は、本発明により処理されて被検体の血液酸素飽和度の表示を提供する。

【0004】

赤色および赤外光LEDを駆動するために矩形波を使用する従来の時分割多重方式（TDM）の復調では、方形波を使用する従来の復調処理により、矩形波の調波周波数と基本周波数の波側帯付近に達する環境雑音成分のエイリアシングを生じる結果になり、そのため雑音成分が取り込まれて復調によって発生する出力信号になる。特に、復調後の出力信号にライン周波数の調波周波数が入ることを回避することは極めて困難である。

【0005】

（発明の概要）

本発明では、従来の復調およびTDM信号の分離に係わる問題を回避する。また特に、本発明では、TDM信号の特定の高調波を選択的に復調することにより、システムの通過帯域に入り込む環境雑音のエイリアシングの問題を回避している。例えば、一実施態様では2種類の高調波（例えば基本波および第1高調波）だけを復調する。別の実施態様では、より多くの高調波が復調される。本発明では、具体的に、フィルタリングによって生じ、また、従来の方形波復調法を使用して行われる全高調波に係わる復調ではなく特定の高調波のみに係る復調の結果生じるクロストークにより引き起こされる問題の解決に取り組んでいる。本発明のデジタル式手段では、光検出器の出力が、極めて高い周波数（例えば46,875Hz）で最初にサンプリングされ、更にこれらの信号は、出力箇所における分解能を向上させる比較的低いサンプリング速度（例えば62.5Hz）で最終出力信号が発生するように、大幅に低減される（この場合、大幅に低減すること（decimation）とは、ロー・パス・フィルタリングでありその後サンプリング・レート圧縮が続く）。このようにして帯域幅が出力信号の分解能と引き換えにされ

、その結果、信号対雑音比を増大させる。

【0006】

本発明の一種は、被検体における血液酸化を測定する装置である。本装置は、第1時間間隔の間に第1入力信号を加える第1信号供給源を具備する。第2信号供給源は、第2時間間隔の間に第2入力信号を加える。検出器は、内部に血液を有する被検体の部分を通して伝わる第1入力信号に応じた第1パラメトリック信号を検出する。また同検出器は、被検体の部分を通して伝わる第2入力信号に応じた第2パラメトリック信号も検出する。この検出器は、第1および第2パラメトリック信号に応じた検出器出力信号を発生する。信号処理装置ではこの検出器出力信号を受信する。信号処理装置では、検出器出力信号に応じた信号に第1復調信号を加えて第1パラメトリック信号に応じた第1出力信号を発生することと、また、検出器出力信号に応じた信号に第2復調信号を加えて第2パラメトリック信号に応じた第2出力信号を発生することによって検出器出力信号を復調する。第1復調信号および第2復調信号の各信号は、少なくとも、第1周波数および第1振幅を有する第1成分と、第2周波数および第2振幅を有する第2成分とを含む。第2周波数は、第1周波数の調波周波数である。第2振幅は、第1パラメトリック信号から第2出力信号へのクロストークを最小にし、かつ第2パラメトリック信号から第1出力信号へのクロストークを最小にするように第1振幅に関係付けられるように選択される。一実施形態では、第2振幅は、第1および第2信号供給源の1供給源をオフ状態にして、第2振幅を変化させながら、パラメトリック信号の1つとそれと対応していない出力信号との間のクロストークを測定することによって求められる。第2振幅は、測定されるクロストークが最小になるように選択される。

【0007】

本発明の別の態様は、第1パルスおよび第2パルスを加えてパラメータを測定することにより発生した2信号間のクロストークを最小にする方法である。第1パルスおよび第2パルスは、周期を定める第1繰返し速度で周期的に加えられる。第1パルスは、各周期における第1間隔の間に発生し、第2パルスは各周期における第2間隔の間に発生する。第2間隔は第1間隔から離隔されている。第1

クティブでない時にコンボジット信号をサンプリングして、サンプリングされた信号を得るステップと；サンプリングされた信号を測定してパラメトリック信号の雑音レベルを求めるステップとを含む。

【0010】

本発明のこの態様による更に別の実施形態において、本方法は、コンボジット信号に対する変換を行いコンボジット信号のスペクトルを発生するステップと；第1周波数付近とその第1周波数の調波周波数付近の事前設定済の周波数範囲以外の複数の周波数で上配スペクトルをサンプリングするステップと；サンプリングされた複数の周波数の大きさの平均を求めるステップと；この平均と選択された閾値を比較して、平均の大きさが、選択された閾値を超えるか否かを判定するステップとを含む。

【0011】

本発明の別の態様は、電磁エネルギーの第1および第2周期パルスを測定対象のパラメータを有するシステムに加えることと、このシステムを通して伝わり測定対象のパラメータにより影響を受けた後の電磁エネルギーに応じた信号を受信することにより発生したコンボジット信号を復調する方法である。その信号は、第1および第2パルスに応じた成分を有するコンボジット信号として受信される。本方法は、第1復調信号をコンボジット信号に加えて第1被復調信号を発生するステップを含む。第1復調信号は、第1および第2パルスの繰返し周波数に対応する第1周波数を有する第1成分を含み成り、かつ、第1周波数の調波周波数である周波数を有する第2成分を含み成るものである。第1成分は第1振幅を有しており第2成分は第2振幅を有するものである。第2振幅は第1振幅に対し、事前設定済の関係を有する。その事前設定済の関係は、第1被復調信号が第1パルスにのみ応じた低周波成分を有するものになるように選択される。本方法は更に、第1被復調信号をロー・パス・フィルタリングして第1出力信号を発生するステップを含む。第1出力信号は、第1パルスから受けた電磁エネルギーに対するパラメータの影響に応じて変化する。

【0012】

好適には、本発明のこの態様による方法は、更に第2復調信号をコンボジット

および第2パルスにより、パラメータに応じた第1および第2パラメトリック信号を生成する。第1および第2パラメトリック信号は、それらの第1および第2パラメトリック信号に応じたコンボジット信号を出力する単一の検出器により受信する。本方法は、第1復調信号をコンボジット信号に加えて第1被復調出力信号を発生するステップを含み成り、同方法において、第1復調信号は、少なくとも、第1繰返し速度に対応する第1周波数を有する第1成分を含み成るものである。第1成分は第1振幅を有する。第1復調信号は更に、第1周波数の調波周波数である第2周波数を有する第2成分を含み成る。第2成分は、第1振幅に対し選択された比例関係を有する第2振幅を有するものである。本方法は更に、第2復調信号をコンボジット信号に加えて第2被復調出力信号を発生するステップを含む。第2復調信号は、第1周波数で第1振幅の第1成分を含み成り、また更に、第2周波数で第2振幅の第2成分を含み成る。第2復調信号の第1および第2成分の少なくとも1成分が第1復調信号の第1および第2成分の対応する1成分に対し、選択された位相差を有するものである。本方法は更に、第1被復調出力信号をロー・パス・フィルタリングして第1パラメトリック信号に応じた第1回復出力信号を発生するステップと；第2被復調出力信号をロー・パス・フィルタリングして第2パラメトリック信号に応じた第2回復出力信号を発生するステップとを含む。

【0008】

好適には、選択された位相差は π である。また、好適には、第1パルスおよび第2パルスは、それぞれのデューティサイクルを有する略矩形のパルスであってもよい。矩形のパルスは、第1周波数に対応する基本波成分と第2周波数に対応する高調波成分とを含む複数の正弦波成分を含み成る。基本波成分は、基本波成分振幅を有しており、第1高調波成分は、第1高調波成分振幅を有している。第1高調波成分振幅は、第1比例値により基本波成分振幅に関係付けられる。第1復調信号の第2成分第2振幅は、ほぼ第1比例値の逆数である第2比例値により第1復調信号第1成分第1振幅に関係付けられる。

【0009】

本発明のこの態様による方法は更に、第1パルスおよび第2パルスの何れもア

信号に加えて第2被復調信号を発生するステップを含む。第2復調信号は、第1復調信号の第1および第2成分に対応する第1および第2成分を有する。第2復調信号の第1および第2成分の少なくとも1成分は、第1復調信号の第1および第2成分の対応する成分に対し選択された位相関係を有する。この方法は、更に、第2被復調信号をロー・パス・フィルタリングして第2出力信号を発生するステップを含む。第2出力信号は、第2パルスから受ける電磁エネルギーに対するパラメータの影響に応じて変化する。

【0013】

本発明の別の態様は、変調信号発生器を具備するパルス式酸素計測システムである。この変調信号発生器は、第1繰返し周波数で繰返す第1パルスを含み成る第1変調信号を発生する。第1パルスは、50%未満のデューティサイクルを有する。変調信号発生器は、また第1繰返し周波数で繰返す第2パルスを含み成る第2変調信号を発生する。第2パルスは、50%未満のデューティサイクルを有する。第2パルスは、第1パルスに対し重複しない時間に現れる。第1および第2パルスの各パルスは、第1成分が繰返し周波数に対応する周波数を有しており第2成分が第1周波数の2倍に対応する第2周波数を有する複数の成分を含み成るものである。第2成分は、第1成分の振幅に対し第1事前設定済の関係を有する振幅を有する。第1トランスミッタは、第1パルスに応じて第1波長の電磁エネルギーを放射し；第2トランスミッタは、第2パルスに応じて第2波長の電磁エネルギーを放射する。検出器は、被検体の部分を通して伝った後の第1および第2波長の電磁エネルギーを受けて、受けた電磁エネルギーに応じた検出器出力信号を発生する。検出器出力信号は、第1波長の電磁エネルギーの減衰に応じた信号成分と、第2波長の電磁エネルギーの減衰に応じた信号成分とを含む。第1復調器は、検出器信号と第1復調信号を乗算して、第1被復調出力信号を発生する。第1復調信号は、第1周波数を有しており第1振幅を有する第1成分を含み成る。また第1復調信号は、第2周波数を有しており第2振幅を有する第2成分を含み成る。第2振幅は第1振幅に対し第2事前設定済の関係を有する。第2事前設定済の関係は、第1事前設定済の関係に対しほぼ逆比例するものである。第2復調器は、検出器信号と第2復調信号を乗算して第2被復調出力信号

を発生する。第2復調信号は、第1周波数を有しており第1振幅を有する第1成分を含み成る。また第2復調信号は更に、第2周波数を有しており第2振幅を有する第2成分を含み成る。第2復調信号の少なくとも1成分は、第1復調信号の対応する1成分に対し、選択された位相関係を有する。好適には、この選択された位相関係は、 π の位相差である。

【0014】

別の実施態様は、復調前の大幅な低減を取り入れたものである。更に別の実施態様では、復調前の大幅低減有りまたは無しマルチチャネル復調器が開示される。

【0015】

また別の実施態様では、適応アルゴリズムが、復調前型デシメータおよび復調後型デシメータの動作を制御するために使用される。適応アルゴリズムは、デシメータ内の低域フィルタの特性とデシメータ内の信号速度圧縮器で得られるデシメーションレートとの両方を制御することができる。

【0016】

本発明の別の実施態様は、周辺光によって引き起こされる干渉を軽減するサンプル・レートを選択する方法である。

【0017】

(好適な実施態様の詳細な説明)

図1では、例えば人体(human subject)のような被検体における血液酸素飽和度を求めるために使用される本発明による信号処理システム100を表現したものの一般的ブロック図を示している。紹介した実施例では、測定は、図1で示した指102のような被検体の部分に調行行われる。LED変調回路104では、周期的信号を2つの発光ダイオード106、108に加えることによって、1対の逆並列発光ダイオード(LED)106、108を駆動する。LED106は、赤色の可視光領域の電磁エネルギーを放射するように選択されており、例えば約660ナノメートルの波長を有する。LED108は、赤外線領域の電磁エネルギーを放射するように選択されており、例えば約905ナノメートルの波長を有する。LED変調回路104により互い違い方向の電流が供給されるため

ように、検出器の信号波形152は、第1赤色パルス134に応じた第1パルス154と、赤外線パルス142に応じた第2パルス156と、第2赤色パルス136に応じた第3パルス158とを含み成る。第1パルス154と第2パルス156との間にある時間の間では、検出器の信号波形152は雑音160を含み成り、第2パルス156と第3パルス158との間にある時間の間では、検出器の信号波形150は、雑音162を含み成る。信号パルス154、156、および158はまた、これらのパルスの上に重畳された雑音も含む。雑音の雑音として示してあるが、雑音は時間と共に変化するを理解すべきである。例えば、周辺光によって生じた雑音は、特に、周辺光が第1高調波(すなわち100Hzまたは120Hz)、および第3高調波(すなわち、200Hzまたは240Hz)でかなりの雑音を発生する蛍光灯により与えられる場合、50Hzまたは60Hzの電力周波数とそれらの調波周波数とに対応する周期性で変化する。

【0019】

検出器150の出力は、検出器信号を処理して、検出器150に入射した赤色光の被検体強度に応じた第1信号

【外1】

$$S_1(t)$$

を発生し、かつ検出器150に入射した赤外光の被検体強度に応じた第2信号

【外2】

$$S_2(t)$$

を発生する信号処理装置ブロック170に対し入力として加えられる。示してあるように、信号処理ブロック170は、一組の制御配線180を介してLED変調器104と同期される。以下で論ずるように、制御配線180は、赤色LED106を動作させる時期と赤外線LED108を動作させる時期とを決定するタイミング情報を提供する信号を都合良く伝達する。

、2つのLED106、108は、一度に1つ動作する。特に、図2において電流波形120で示してあるように、電流は、最初、継続時間 τ を有する第1時間間隔122の間、赤色LED106に対し、順方向で加えられる。その後、電流は、同様の継続時間 τ を有する第2時間間隔124の間、何れのLEDにも加えられない。次に電流は、また継続時間 τ を有する第3時間間隔126の間、赤外線LED108に対し順方向で加えられる。次に電流は、同様の継続時間 τ を有する第4時間間隔128の間、何れのLEDにも加えられない。その後、電流は再び、第1時間間隔122に対応する第5時間間隔130の間、赤色LED106に対し順方向で加えられる。サイクル全体は、 4τ に等しい継続時間Tの周期で繰り返すことが分かる。赤色LED106は、電流が赤色LED106に対し順方向で加えられている時のみ光を放射する。従って、赤色強度波形132で示すように、赤色LED106は、第1時間間隔122の間にパルス134として、第5時間間隔130の間にパルス136として、以下同様に、光を放射する。赤色パルスは、Tに等しい周期性で繰り返す。同様に、赤外線LED108は、電流が赤外線LED108に対し順方向で加えられている時のみ赤外線を放射する。従って、赤外線強度波形140で示すように、赤外線LED108は、第3時間間隔126の間、パルス142として赤外光を放射する。次の赤外線パルス144は、赤外線パルス142の後、間隔Tで現れる。従って、赤外線パルスもまた、Tに等しい周期性で繰り返す。赤色パルスおよび赤外線パルスは各々、25%のデューティサイクルを有しており、赤色パルスと赤外線パルスは、各周期Tの4分の1の間隔で分離される(すなわち、1つのパルスの開始時点は、その先行パルスの最後から間隔 τ に現れる)。

【0018】

更に、図1で示すように、赤色LED106および赤外線LED108からの電磁エネルギー・パルスが指102に加えられる。検出器150は、電磁エネルギーが指102の部分を通して伝わった後のエネルギーを受けるように位置決めされる。検出器150は、赤色光と赤外光の両方に応答し、かつ各供給源から受けたエネルギーの強度に応じた出力信号を発生するように選択される。検出器150からの一般的電流出力信号は、図2の波形152で表わされる。示してある

【0020】

図3は、本発明を取り入れた一般的システムのモデルを図で表わしたものである。赤色LED106では、 I_{10} として表わされる光の強度を生じ、赤外線LED108では、 I_{10} として表わされる光の強度を生じる。同期ベースでオン及びオフが変更されるLED106、108の効果は、第1変調信号 $M_1(t)$ を赤色光強度に加えて被変調赤色信号 $I_{1000}(t)$ を発生する第1変調器または変調器190と、第2変調信号 $M_2(t)$ を赤外光強度に加えて被変調赤外線信号 $I_{1000}(t)$ を発生する第2変調器または変調器192とにモデル化される。被変調赤色信号および被変調赤外線信号は、指102または上述した他の体の部分に加えられる。指102は、内部に血流を有しており、ブロック102として図3で表わされている。指102の血液は、各心臓周期に亘って変化する体積および散乱成分を有する。血液は、血液の中で酸素およびその他の物質を運んでいる。酸素含有量は、血液体積および血液体積中の酸素濃度の両方の関数である。血液体積中の酸素濃度は、前に明らかにした発行済の米国特許第5,482,036号および第5,490,505号において十分に説明されている理由により、血液酸素飽和度として一般に測定されている。引用した2つの特許において更に説明されているように、血液酸素飽和度は、指102における赤色光と赤外光の相対的吸収を比較することによって求められる。この比較は、動作、周辺光、光の散乱、およびその他の因子によって引き起こされる雑音により複雑になる。

【0021】

図3において、1対の信号 $S_1(t)$ および $S_2(t)$ は、指120を通過してLED106、108から検出器150まで伝わる赤色光および赤外光に対する、指102の血液中の時間変化する体積および散乱成分の影響をそれぞれ表わしている。赤色光信号部分 $S_1(t)$ は、指102を通過して伝わる赤色光の変化する減衰によって生じる。赤外光信号部分 $S_2(t)$ は、指102を通過して伝わる赤外光の変化する減衰によって生じる。変化する減衰の影響を示すために、信号部分 $S_1(t)$ は、信号 $S_1(t)$ と第1変調器190の被変調赤色出力 $I_{1000}(t)$ を乗算する第1減衰用変調器191に加えられるように示してある。同様に、赤外光信号部分 $S_2(t)$ は、信号 $S_2(t)$ と第2変調器192の被変調赤外

検出力 $I_{1000}(t)$ を乗算する第2減衰用変調器193に加えられるように示してある。第1および第2減衰用変調器191、193の出力は、受光用光検出器150に供給される。光検出器150は、加算器194および加算器196としてモデル化される。第1および第2減衰用変調器191、193の出力は、加算器194に供給されて、以下のコンボジット信号 $M(t)$ を発生する。

【0022】

【数1】

$$M(t) = S_1(t)M_1(t) + S_2(t)M_2(t)$$

【0023】

加算器194からの信号 $M(t)$ は加算器196へ供給され、ここで、光検出器150によっても検出される周辺光、電磁気的ピックアップ等により生じたコンボジット雑音信号を表わす信号 $n(t)$ に信号 $M(t)$ が加算される。加算器196の出力は、信号 $M'(t) = M(t) + n(t)$ であり、雑音成分および信号成分を含む。雑音成分は、DC成分と周辺光に現出する電力線周波数の調波周波数を含む。加えて、以下で更に詳細に論ずるように、信号 $M'(t)$ は、例えば電気焼灼設備等のような他の装置によって生じた高周波の雑音も含んでいる可能性がある。

【0024】

第3加算器196の $M'(t)$ 信号出力（すなわち、検出器150の出力）は、信号処理ブロック170の入力に加えられる。信号処理ブロック170の内側では、信号 $M'(t)$ は、最初に固定利得増幅器197を通して伝えられ、次にアナログ・バンド・パス・フィルタ198を通して伝えられる。アナログ・バンド・パス・フィルタ198は、20Hz乃至10,000Hzの範囲内の信号を通過させることができるように選択された通過帯域を有する。従って、アナログ・バンド・パス・フィルタ198では、10Hzより低い雑音のかなりの部分を除去する。血液酸素飽和度に応じた信号成分は、2つの変調信号 $M_1(t)$ および $M_2(t)$ の演算によるシフトを受けた周波数であり、アナログ・バンド・パス・フィルタ198により伝えられる。

(24) 特表平14-511291

および

【外6】

$$\hat{S}_2(f)$$

における雑音の影響を実質的に軽減または排除し、また、2信号間のクロストークも実質的に軽減または排除する。

【0028】

本発明の好適な実施態様において、低域フィルタ220および低域フィルタ222の出力のサンプル・レートは、個々のサンプル・レート圧縮器221および223により圧縮される。特に、サンプル・レート圧縮器221、223では、サンプル・レートを750を用いて、例えば62.5Hzのサンプル・レートまで減少させて、上述の引用特許において説明されている方法および装置により更に処理することができる出力を生じる。サンプル・レート圧縮器221、223で起こるサンプル・レートの圧縮では、対象とする信号の周波数の内容を、0-10Hzを十分に上回るサンプル・レートに維持しながら、出力信号

【外7】

$$\hat{S}_2(f)$$

および

【外8】

$$\hat{S}_2(f)$$

を処理しなければならない速度を減少させている。フィルタ220、222の出力、または組み込まれている場合はサンプル・レート圧縮器221、223の出力は、個々の出力線224、226へ供給される。

【0029】

A/D変換器199からの出力信号MF(k)の復調の際に本発明ではどのように演算しているかを理解し易くするため、変調信号 $M_1(t)$ および $M_2(t)$ を最初に、周波数成分に関して説明する。当業界における熟練者ならば、変調信

【0026】

好適な実施態様において、アナログ・バンド・パス・フィルタ198の出力は、A/D変換器199によりサンプリングされ、同変換器においてデジタル信号に変換される。例えば、それらの信号は、好適には、46,875サンプル/秒でサンプリングされる。A/D変換器199の出力は信号MF(k)である。

【0026】

信号MF(k)は、第1入力として第1復調乗算器210に供給される。また信号MF(k)は、第1入力として第2復調乗算器212にも供給される。第1復調用信号 $D_1(k)$ は第2入力として第1復調乗算器210に供給され、第2復調用信号 $D_2(k)$ は第2入力として第2復調乗算器212に供給される。第1復調乗算器210の出力は、入力として第1低域フィルタ220に供給され、第2復調乗算器の出力は、入力として第2低域フィルタ222に供給される。低域フィルタ220、222の帯域幅は、好適には約10Hzである。

【0027】

第1低域フィルタ220の出力は、

【外3】

$$\hat{S}_1(f)$$

であり、これは以下で論ずるように、信号 $S_1(t)$ の推定値となる。第2低域フィルタ222の出力は、信号

【外4】

$$\hat{S}_2(f)$$

であり、これは以下で論ずるように、信号 $S_2(t)$ の推定値となる。以下で示すように、本発明による第1復調用信号 $D_1(k)$ と第2復調用信号 $D_2(k)$ の選択により、2つの出力信号、

【外5】

$$\hat{S}_2(f)$$

(25) 特表平14-511291

号 $M_1(t)$ および $M_2(t)$ は各々、矩形信号パルスの基本周波数および高調波周波数を表わすフーリエ級数展開（例えば、

【外9】

$$\sum_{n=0}^{\infty} a_n \cos(n\omega t)$$

、但し、 $\omega = 2\pi/T$ ）として表わすことができることを正しく理解するであろう。当業界における熟練者ならば、フーリエ級数展開では位相を含むが、時間の原点を適当に選択することによってこの位相はゼロに設定されることを理解するであろう。対応成分に対し位相が180°ずれている成分は、好都合なことに係数の前のマイナス符号により表わされる。

【0030】

図4では、 $n=0, 1, 2, \dots$ に対する第1変調信号 $M_1(t)$ の周波数ベクトルを表わしており、図中、横軸は周波数を表わしており、エネルギーは縦軸に沿ってDC成分で表わされており、横軸に沿って基本周波数の調和周波数が増大する。縦軸に沿った各成分 $M_1(t)$ の長さは、周波数ベクトルの各成分のエネルギー $E(n)$ を表わしている。縦軸の右方第1成分は、ここでは f_0 で示してある基本周波数（すなわち、 $1/T$ ）にあるが、基本周波数 f_0 は、 $n=1$ に対応することを理解すべきである。縦軸右方の第2成分は、基本周波数の2倍の周波数を有する第1高調波 f_1 （すなわち $n=2$ ）である。縦軸右方の第3成分は、基本周波数の3倍の周波数を有する第2高調波 f_2 （すなわち $n=3$ ）である。第2高調波右方の成分は、これに従って番号付けされる。（但し、別の慣習では、基本周波数を第1調波周波数と識別されており、第2高調波を基本周波数の2倍の周波数として示している。基本周波数を f_0 と識別するやり方が後に続く論考で使用される。）

【0031】

図4では変調包絡線230が破線で示してある。変調包絡線230は、信号 $M_1(t)$ の基本波および高調波の大きさを表わす。包絡線の形は、変調信号 $M_1(t)$ によって決定され、時間 $t=0$ で開始し、規格化振幅1を有する繰返し性の矩

形のパルス列については、次式のように表現することができる。

【0032】

【数2】

$$M_1(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{sinc}\left(\frac{n\tau}{T}\right) \cos\left(\frac{2n\pi t}{T}\right)$$

【0033】

式中、 sinc は、関数 $(\sin \pi x) / \pi x$ (すなわち、 $\text{sinc}(n\tau/T) = \sin(n\pi\tau/T) / (n\pi\tau/T)$) である。示してある例では、 $\tau = 1/4T$ である。(但し、サンプリングされた信号に関し、包絡線は $\sin \alpha / \sin \beta$ のように更に正確に表わされるが、当業界で周知のように、対象とする周波数については、 sinc 関数が好適な近似となる。) 従って、周波数スペクトルは、第3調波周波数 f_3 、第7調波周波数 f_7 、第11調波周波数 f_{11} 、... に対応して、 $n=4$ 、 $n=8$ 、 $n=12$ 、... でゼロとなる。但し、式2は、 $M_1(t)$ に対する式の理想化した形であり、一般には以下になる。

【0034】

【数3】

$$M_1(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \text{sinc}\left(\frac{n\tau}{T}\right) e^{-j2\pi n t}$$

【0035】

式中、 a_n は複素数である。以下の論考では、 a_n の値は実数だけであると仮定する。

【0036】

変調信号 $M_1(t)$ の同様の周波数スペクトル (図示なし) は、次式により決定される。

【0037】

【数4】

$$\hat{S}_1(k) = \text{LP}[MF(k)D_1(k)]$$

【0041】

および

【0042】

【数6】

$$\hat{S}_1(k) = \text{LP}[MF(k)D_2(k)]$$

【0043】

式中、 LP は、低域フィルタ 220 および低域フィルタ 222 の変換関数である。簡潔にするため、雑音がゼロであると仮定すると：

【0044】

【数7】

$$M(t) = S_1(t)M_1(t) + S_2(t)M_2(t)$$

【0045】

故に、

【0046】

【数8】

$$\hat{S}_1(k) = \text{LP}[(S_1(k)M_1(k) + S_2(k)M_2(k))D_1(k)]$$

【0047】

従って、

【0048】

【数9】

$$\hat{S}_1(k) = \text{LP}[(S_1(k)M_1(k))D_1(k) + (S_2(k)M_2(k))D_1(k)]$$

【0049】

$$M_2(t) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} (-1)^n \text{sinc}\left(\frac{n\tau}{T}\right) \cos\left(\frac{2n\pi t}{T}\right)$$

【0038】

第2変調信号 $M_2(t)$ の周波数スペクトルに対する包絡線は、同じ大きさを有するものであるが； $M_2(t)$ の式の $(-1)^n$ なる項のため、基本波 f_0 および全ての偶数高調波 (すなわち、 f_2 、 f_4 、等) は、第1変調信号 $M_1(t)$ の対応する調波周波数と 180° 位相がずれることを理解すべきである。

【0039】

図3において、A/D変換器199は、信号 $M^*(t)$ を、例えばサンプリング速度46,875サンプル/秒でサンプリングされたデジタル値 $MF(k)$ 系列に変換する。前に論じたように、第1復調乗算器210では、変換器199の出力 $MF(k)$ と第1復調用信号 $D_1(k)$ を乗算して第1出力系列

$$\hat{S}_1(k)$$

を発生し、第2復調乗算器212では、出力 $MF(k)$ と第2復調用信号 $D_2(k)$ を乗算して第2出力系列

【外11】

$$\hat{S}_2(k)$$

を発生する。乗算器210、212による乗算は、以下のように表現することも可能である。

【0040】

【数5】

同様に、

【0050】

【数10】

$$\hat{S}_2(k) = \text{LP}[(S_1(k)M_2(k))D_1(k) + (S_2(k)M_1(k))D_2(k)]$$

【0051】

LP は線形演算子であるため、式9および10の右辺は、2項に分けることができる。上記式9および10の各式の右辺第1項は、その式の所望の信号部分であり、これらの式の各式の右辺第2項は、クロストーク部分である。従って、クロストークをゼロに軽減するためには、式9および10の各式の第2項をゼロに設定する。

【0052】

【数11】

$$\text{LP}[S_2(k)M_2(k)D_1(k)] = 0$$

【0053】

および

【0054】

【数12】

$$\text{LP}[S_1(k)M_1(k)D_2(k)] = 0$$

【0055】

第2項をゼロに設定すると、式9および10は以下のように縮小される。

【0056】

【数13】

$$\hat{S}_1(k) = \text{LP}[S_1(k)M_1(k)D_1(k)]$$

【0057】

および

【0058】

【数14】

$$\hat{S}_1(k) = LP[S_1(k)M_2(k)D_2(k)]$$

【0059】

本発明の目的の1つは、式11および12を満足するように復調信号 $D_1(k)$ および $D_2(k)$ を選択し、それによって、式9および10を式13および14まで縮小させることである。これは、式2および3を利用し、2つの変調信号 $M_1(t)$ および $M_2(t)$ の成分を選択的に使用して復調信号 $D_1(k)$ および $D_2(k)$ を発生することで2つの式を単純にすることによって達成される。

【0060】

話を単純にするため、式2は以下のように書き直すことができる。

【0061】

【数15】

$$M_1(t) = \sum_{n=1}^{\infty} E(n) \cos(n\omega t)$$

【0062】

式中、 $E(n)$ は、基本周波数 f_1 ($n=1$)、調波周波数 f_2 ($n=2$)、 f_3 ($n=3$)、...の sinc 包絡線であり、ここで $\cos(n\omega t)$ は、余弦の項 $\cos(2\pi n t/T)$ を表わしており、またここで、 $\omega = 2\pi/T$ である。
(但し、前に論じたように、サンプリングされた離散型の信号に関しては、 $E(n)$ の実際の包絡線は、 sinc/sinc なる関数であるが、対象とする周波数に関しては、 sinc 関数が好適な表現となる。)

【0063】

前に論じたように、DC項 ($n=0$) は、ロー・パス・フィルタリングの前に、あらゆる不必要DCまたは、約10Hzより低い周波数を有する低周波数信号(以降、近DC信号という)を高い周波数へシフトさせるフィルタ198およびA/D変換器199の作用、ならびに復調操作があるため、考慮する必要がない

0°位相がずれる。

【0073】

但し、後で更に十分に展開されるように、基本波 ($\cos \omega t$) および第1高調波 ($\cos 2\omega t$) を復調信号の各信号に含めることによって、基本波および第1高調波に極めて近い信号のみの考慮が必要となる。これより高次の高調波を取り除くことによって、電力線周波数のそれより高次の高調波の影響も、本発明により発生させた出力信号から取り除かれる。

【0074】

フィルタ198およびA/D変換器199は、かなりのエネルギーを有する周波数に関しては、 $M'(t)$ に対する信号MF(k)の大きさに影響しないと仮定する。従って、前述の式7から始めると、 $M'(t)$ は以下のように記述することができる。

【0075】

【数20】

$$M'(t) = S_1(t) [\cos \omega t + a \cos 2\omega t + b \cos 3\omega t + \dots] \\ + S_2(t) [-\cos \omega t + a \cos 2\omega t - b \cos 3\omega t + \dots]$$

【0076】

第1復調乗算器210で $M'(t)$ と $D_1(t)$ を乗算すると、式20の右辺の項には、式17の右辺の項が乗算される。従って、

【0077】

【数21】

$$M'(t)D_1(t) = S_1(t) [\cos \omega t + a \cos 2\omega t + b \cos 3\omega t + \dots] [\cos \omega t + B \cos 2\omega t] \\ + S_2(t) [-\cos \omega t + a \cos 2\omega t - b \cos 3\omega t + \dots] [\cos \omega t + B \cos 2\omega t]$$

【0078】

項 $S_1(t)$ [$\cos \omega t + a \cos 2\omega t + b \cos 3\omega t + \dots$] [$\cos \omega t + B \cos 2\omega t$] は保存される信号項であり、項 $S_2(t)$ [$-\cos \omega t + a \cos 2\omega t - b \cos 3\omega t + \dots$] [$\cos \omega t + B \cos 2\omega t$] は、取り除かれるクロストーク項である。

。更に単純にする場合、式15の基本項の大きさは、値1に規格化される(すなわち $E(1)=1$)。但し、規格化により、スケール因子が必要になり、これについては後で論ずる。故に、式15は以下ようになる。

【0064】

【数16】

$$M_1(t) = \cos \omega t + a \cos 2\omega t + b \cos 3\omega t + c \cos 4\omega t + \dots$$

【0065】

復調信号 $D_1(t)$ は以下のように定められる。

【0066】

【数17】

$$D_1(t) = \cos \omega t + B \cos 2\omega t$$

【0067】

後述の理由により、最初の2つの余弦の項が必要になる。

【0068】

同様に、第2変調信号 $M_2(t)$ は以下のようになる。

【0069】

【数18】

$$M_2(t) = -\cos \omega t + a \cos 2\omega t - b \cos 3\omega t + c \cos 4\omega t + \dots$$

【0070】

また第2復調用信号 $D_2(t)$ は以下のように定められる。

【0071】

【数19】

$$D_2(t) = -\cos \omega t + B \cos 2\omega t$$

【0072】

但し、式18中の基本波および奇数高調波の符号は、式16の対応する項と18

【0079】

式21からクロストーク項を展開すると、以下を発生する。

【0080】

【数22】

$$\text{crosstalk} = S_2(t) [-\cos^3 \omega t - B \cos \omega t \cos 2\omega t + a \cos 2\omega t \cos \omega t + aB \cos^3 2\omega t \\ - b \cos 3\omega t \cos \omega t - bB \cos 3\omega t \cos 2\omega t + \dots]$$

【0081】

恒等式を使用すると、 $\cos(x) \cos(y) = 1/2 [\cos(x+y) + \cos(x-y)]$ であり、式22からクロストーク項は以下ようになる。

【0082】

【数23】

$$\text{crosstalk} = S_2(t) [-1/2(\cos 2\omega t + 1) + ((a-B)/2)(\cos 3\omega t + \cos \omega t) \\ + (aB/2)(\cos 4\omega t + 1) - (b/2)(\cos 4\omega t + \cos 2\omega t) \\ - (bB/2)(\cos 5\omega t + \cos \omega t) + \dots]$$

【0083】

式23の残りの項は、全て、 $\cos \omega t$ またはそれより高次の要素である。従って、式23は、完全に展開されると、以下の近DC項しか含まない。

【0084】

【数24】

$$\text{crosstalk}_{\text{DC}} = LP[S_2(t)((aB/2) - 1/2)]$$

【0085】

式中、 $S_2(t)$ は、約0乃至10Hzの対象とする帯域幅を有する元のプレチスモグラフ信号の非外部分に対応する。10Hzより上に存在する全ての成分は、低域フィルタ220の機能により取り除かれる。従って、対象とする信号のみがDCまたは近DCへフォールディングされることが分かる。低域フィルタ220を使用することによって、DC項および近DC項が分離されるため、クロスト

(34) 特表平14-511291

ークのDC項および近DC項のみが、低域フィルタ220の出力で与えられる。従って、クロストークを取り除くためには、式24のクロストーク項をゼロに設定する必要がある。

【0086】

【数25】

$$LP[S_2(f)(aB/2 - 1/4)] = 0$$

【0087】

故に、

【0088】

【数26】

$$B = 1/a$$

【0089】

式26の結果は、 $S_1(t)$ の $D_1(t)$ への投射がゼロに等しく、 $S_2(t)$ の $D_2(t)$ への投射が最大化される $S_2(t)$ および $S_1(t)$ のベクトル射影の幾何学的解釈（すなわち、ドット積）を使用して表現することもできる。換言すれば、 $S_1(t)$ 、 $S_2(t)$ 、 $D_1(t)$ 、および $D_2(t)$ を n 次元サンプル空間におけるサンプル・ベクトルとして表現する（例えば、 $S_1(t)$ は、サンプル $S_1(k)$ のベクトル S_1 として表わされる）。例えば、好適な実施態様では、 $n=148$ であり、従って S_1 、 S_2 、 D_1 、および D_2 は、それぞれ148サンプルのベクトルである。第1クロストーク項は、 $S_1 \cdot D_2$ である。第2クロストーク項は、 $S_2 \cdot D_1$ である。第1信号出力は、 $S_1 \cdot D_1$ である。第2信号出力は、 $S_2 \cdot D_2$ である。クロストーク項をゼロにするようにベクトル D_1 および D_2 を選択する。

【0090】

式26の関係は、信号項を保存するために役に立つ。特に、式21の信号項は、展開可能であり、クロストーク項と同じ方法でロー・パス・フィルタリングすることが可能であり、以下を得る。

(36) 特表平14-511291

【0098】

$D_1(t)$ および $D_2(t)$ の双方共、更に高次の高調波の項を含む可能性があるが、そのような余分な項は、60Hz電力線周波数（または、他の国では50Hz電力線周波数）の調波周波数のため、蛍光灯等の雑音に対する感度を増大させる結果になるであろうことは理解されるはずである。例えば、図5では、基本周波数が316.7Hzになるように選択されている時の本発明の第1および第2高調波の一般のスペクトルが示してある。従って、第1高調波周波数は633.4Hzである。但し、心臓周期に亘る血液によって生じた信号の変化により、実周波数の基本波および高調波は、プレチスモグラフの周波数の内容を表わす側波帯によって囲まれることになる。例えば、図5では、第1および第2高調波は、±10Hzで316.7Hzおよび633.4Hzにある。

【0099】

更に図5に示してあるように、通常の60Hz電力線周波数では、120Hz、180Hz、240Hz等に高調波を有する。従って、本発明の第1高調波に最も近い電力線周波数の高調波は、300Hzと360Hzにあり、本発明の第2高調波に最も近い電力線周波数の高調波は、600Hzと660Hzにある。同様に、50Hz電力線周波数を有する国で使用する場合、本発明の第1高調波に最も近い高調波は、300Hzと350Hzにあり、本発明の第2高調波に最も近い高調波は、600Hzと650Hzにある。例えば電力周波数が最大1.5パーセントまで変化するにしても、蛍光灯等からの周辺光により発生する雑音は、本発明の第1および第2高調波周波数にはならないだろう。従って、基本周波数は、第1および第2高調波周波数において電力線起源の環境雑音を無効にできるように選択されている。

【0100】

前述の話では、フィルタ198がフィルタリング後の信号の振幅に著しく影響を及ぼすことはないとして仮定した。フィルタ198が振幅に対する影響を有する場合、Bは、前に求めたBの値の定数倍になる。

【0101】

【数30】

(35) 特表平14-511291

【0091】

【数27】

$$\text{signal} = \hat{S}_1(t) = LP[S_1(f)(aB/2 + 1/4)]$$

【0092】

式26の関係を使用すると、式27は以下のようになる。

【0093】

【数28】

$$\text{signal} = \hat{S}_1(t) = LP[S_1(f)(a/2a + 1/4)] = LP[S_1(f)] = S_1(t)$$

【0094】

第2復調信号 $D_2(t)$ を以下のように定めることと、 $M_1(t)$ と $D_2(t)$ を乗算することによって、それと同じ関係が信号 $S_2(t)$ のクロストーク項および信号項に適用できることは容易に分かる。

【0095】

【数29】

$$D_2(t) = -\cos \omega t + B \cos 2\omega t$$

【0096】

クロストークおよび信号項を展開して10Hzより上の項を取り除いた後、 $B=1/a$ を選択することによってクロストーク項がキャンセルされ、また信号項 $S_2(t)$ が回復することが分かる。

【0097】

以上から、Bの大きさととの関係をaの逆数に選ぶことによって、クロストーク項が取り除かれて信号項が保存されることが分かる。但し、A、B共に絶対値ではない。式16において前に述べたように、aは、 $M_1(t)$ の $\cos \omega t$ なる項の大きさが1に規格化されている時の $M_1(t)$ の $\cos 2\omega t$ なる項の大きさである。同様に、式17から、Bは、 $D_1(t)$ の $\cos \omega t$ なる項が1に規格化されている時の $D_1(t)$ の $\cos 2\omega t$ なる項の大きさである。

(37) 特表平14-511291

$$B = b/a$$

【0102】

kは、フィルタ198を経た第1高調波および第2高調波の相対的減衰によって決まる。

【0103】

係数Bの値は前述のように計算することができるが、この計算は、複素数に基づく計算を行わせるような位相変化がフィルタ198または変調器190、192に導入される場合、複雑になることがある。例えば、変調信号 $M_1(t)$ および $M_2(t)$ が、ここで示したような25%デューティサイクルを有しており、かつ位相が正確に180°ずれている矩形波ではない場合、変調信号の周波数成分の係数は、位相関係に対応するために複素数になることがあり、その結果、復調信号の係数が複素数になることがある。

【0104】

図6で示すように、Bの値は、1チャンネルで最初の測定を行う（すなわち、赤色パルスまたは赤外線パルスの何れか一方がオフ状態にされている）ことと、クロストークを最小にすることによって、経験的にも決定することができる。特に、最初の測定の間、図2の波形140は、連続したゼロ値に設定されるため、赤外線パルスは発生しない。故に検出器160（図1）は、赤色LED106で発生した光のみを受ける。従って、 $M_2(t)$ はゼロに設定され、

【外12】

$$\hat{S}_2(t)$$

の式10は以下のようになる。

【0105】

【数31】

$$\hat{S}_2(t) = LP[S_2(f)M_1(f)D_2(f)]$$

【0106】

【外13】は第2低域フィルタ222からの出力上で測定可能であるクロストーク部分だけを含んでいることが分かる。従って、出力信号

$$\hat{s}_2(t)$$

【外14】

$$\hat{s}_2(t)$$

の大きさまたはRMS（二乗平均）値をモニタしながら値Bを変化させることによって、出力信号

【外15】

$$\hat{s}_2(t)$$

に対する最小の大きさ

【外16】

$$\hat{s}_2(t)_{\min}$$

を見出すことが可能であり、この大きさはBの最適値B_{opt}に対応する。理想的システムでは、Bの最適値は、出力信号

【外17】

$$\hat{s}_2(t)$$

のゼロ値に対応するが、実際の環境ではBの最適値は、

【外18】

$$\hat{s}_2(t)$$

の非ゼロ値（すなわち、

【外19】

$$\hat{s}_2(t)$$

ック信号は、本発明のタイミング関数に同期するために使用される46、875 Hz（46、875 kHz）の方形波信号である。ライン314上のデジタル検出器信号は、A/D変換器199の出力である。A/D変換器199は、検出器150の出力に（増幅器197およびフィルタ198を介して）接続されており、検出器150の出力を46、875サンプル/秒でサンプリングして、検出器150に入射した赤色光および赤外光の一連のサンプリングされたデジタル値を供給する。

【0109】

LED変調ブロック300は、バス340上に被復調赤色信号出力を発生し、バス342上に被復調赤外線信号出力を発生する。被復調赤色信号出力は、低域フィルタ220を通して伝えられ、そこから信号

【外22】

$$\hat{s}_2(t)$$

として出力される。被復調赤外線信号出力は、低域フィルタ222を通して伝えられ、そこから信号

【外23】

$$\hat{s}_2(t)$$

として出力される。図8に更に示してあるように、LED復調ブロック300は、モジュロ-Mブロック350と、LED復調状態テーブルブロック352と、第1復調乗算器210と、第2復調乗算器212とを具備する。

【0110】

モジュロ-Mブロック350は、ライン312上のメイン46、875 Hzクロック信号を第1入力として受信し、バス354上のモジュラス（MODULUS）信号を第2入力として受信する。バス354は、コンフィギュレーションバス310の部分形成する。モジュロ-Mブロック350では、クロック信号をモジュラス信号で除算して、LED変調状態テーブルブロック352に一元として供給されるバス356上のレジデュ（RESIDUE）信号（後で説明す

の最小既差）に対応することがある。B_{opt}の値が、赤色LED106をオフ状態にして、

【外20】

$$\hat{s}_2(t)$$

が最小になるまで

【外21】

$$\hat{s}_2(t)$$

をモニタしながらBを変化させることによって求められることは、理解されるはずである。

【0107】

以上から、変調信号D_i(t)およびD_i(t)の影響は、DCまたは近DC雑音項を周波数の上にシフトさせるとともに、調波周波数にある対象とする信号をDCまたは近DC側へシフトさせることであり、このことによって、事実上、雑音スペクトルと信号スペクトルとを相互交換しており、その結果、雑音スペクトルが低域フィルタ220、222の機能によって取り除かれて、対象とする信号のみを残していることが分かる。

【0108】

図7には、デジタルシステムにおける、前に説明した関数を実行する本発明の好適な実施態様が示してある。好適には、本デジタルシステムは、デジタル信号処理装置（図示なし）を具備しているため、ここで説明するブロックは、デジタル信号処理装置内のデータ構造体と、以下で説明する処理を実行するソフトウェア・ルーチンとを含み成る。特に、本発明は、入力として、バス310上のデジタル・コンフィギュレーション信号と、ライン312上のクロック信号と、バス314上のデジタル検出器信号とを受信するLED復調ブロック300を具備する。デジタル・コンフィギュレーション信号バス310では、LED復調ブロック300のコンフィギュレーションを様々なLEDおよび様々な検出アルゴリズムに適用できるように変える手段を提供する。好適には、ライン312上のクロ

る）を発生する。LED変調状態テーブルブロック352はまた、コンフィギュレーションバス310上のコンフィギュレーション信号も受信する。

【0111】

LED復調状態テーブルは、レジデュ信号とコンフィギュレーション信号とに依存して、バス360上の第1復調用信号D_i(t)を発生し、かつバス362上の第2復調用信号D_i(t)を発生する。第1復調用信号D_i(t)は、前に説明したように、第1復調乗算器210に一元として供給される。第2復調用信号D_i(t)は、前に説明したように、第2復調乗算器212へ一元として供給される。第1復調乗算器210および第2復調乗算器212は、ライン314上のデジタル検出器信号を、それぞれ第2入力として受信する。復調乗算器210、212では、デジタル検出器信号と、第1復調用信号D_i(t)および第2復調用信号D_i(t)をそれぞれ乗算して、それぞれ、バス340および342上の被復調赤色信号および被復調赤外線信号を発生する。2つの復調乗算器210および212の出力は、項cosωt、cos2ωt、およびそれより高次の項を含むため、バス340および342上の被復調信号は、前に論じたように、近DC項のみを伝える低域フィルタ220、222にそれぞれの入力として供給される。低域フィルタ220および222のバス344および346上への出力は、それぞれ、近DC項のみ含有する

【外24】

$$\hat{s}_2(t)$$

信号および

【外25】

$$\hat{s}_2(t)$$

信号であり、これらは、前述の解説によれば、不必要な雑音が十分に軽減または取り除かれた元の入力信号S_i(t)およびS_i(t)を表わす。2つの信号

【外26】

$\hat{S}_1(t)$

および
【外27】

 $\hat{S}_2(t)$

は、前に記載した米国特許第5,482,036号および第5,490,505号において説明されている方法で、血液酸素飽和度およびその他カルジオグラフパラメータを計算する計算回路構成要素（図示なし）に加えられる。

【0112】

モジュロ-Mブロック350からの出力として発生したレジデュー信号は、0からモジュラス-1までカウントするマルチビット信号である。ここで説明する好適な実施態様では、モジュラスは、148の値を有するものである。従って、モジュロ-Mブロック350のレジデュー出力は、0から147までカウントする。モジュロ-Mブロック350のレジデュー出力は、LED復調状態テーブルブロック352へ入力として供給される数である。図9で示すように、バス356上のレジデュー出力は、図1の信号180に対応しており、また、赤色LED106および赤外線LED108への駆動信号を発生する変調ブロック104（図1）をLED駆動回路372と共に構成するLED変調状態テーブルブロック370の入力へも供給される。前に説明したように、赤色LED106および赤外線LED108は、測定対象のプレチスモグラフ波形の搬送波として効果的に働く変調信号 $M_1(t)$ および $M_2(t)$ をそれぞれ発生する。特に、図10の赤色駆動タイミング波形374と赤外線駆動タイミング波形376とにより示されるように、変調状態テーブルブロック370は、レジデュー信号が0から36まで増加する時間の間、赤色信号パルス378を発生する。その後、変調状態テーブルブロック370は、レジデュー信号が37から73まで増加する時間の間、赤色信号パルスおよび赤外線信号パルスの何れも発生しない。その後、変調状態テーブルブロック370は、レジデュー信号が74から110まで増加する時間の間、赤外線信号パルス380を発生する。その後、変調状態テーブルブ

$$D_1(t) = -SCL \left(\cos \left[2\pi \left(\frac{R - 18.5 - HWD}{\text{Modulus}} \right) \right] + HWD \left(\cos \left[4\pi \left(\frac{R - 18.5 - HWD}{\text{Modulus}} \right) \right] \right) \right)$$

【0117】

および

【0118】

【数33】

$$D_1(t) = -SCL \left(\cos \left[2\pi \left(\frac{R - 18.5 - HWD}{\text{Modulus}} \right) \right] - HWD \left(\cos \left[4\pi \left(\frac{R - 18.5 - HWD}{\text{Modulus}} \right) \right] \right) \right)$$

【0119】

式32および33において、値SCLは、2つの復調信号の大きさを決定し、また前に論じた規格化を補償するため、および例えば非理想的矩形のパルスのようなその他因子を補償するために使用されるスケール因子である。スケール因子を決定する方法は後で述べる。特に好適な一実施態様では、SCLの値は、2.221441469である。値HWDは、前に論じたBの値に対応するハードウェアひずみ因子である。値Bの決定については前に説明したが、この好適な実施態様に開示して以下で再び説明する。赤色LED106および赤外線LED108へ加えられるパルスが25%デューティサイクルを有する理想化された矩形波である特に好適な一実施態様において、HWDの値は、1.414213562になるように計算することができる。このHWDの理想的値は、式16および18の $\cos 2\omega t$ の項に対する係数Aの値が $\sin c$ 関数により求められることを要請することによって求めることができる。 $\cos \omega t$ の項の係数が1に規格化されている場合、2つの式にあるように、係数aの値は

【外28】

ック370は、レジデュー信号が111から147まで増加する時間の間、再び、赤色信号パルスおよび赤外線信号パルスの何れも発生しない。レジデュー信号は、その後0にリセットし、その処理は連続して繰り返す。

【0113】

変調状態テーブルブロック370からの赤色信号パルス378および赤外線信号パルス380は、図2で示した電流波形120を発生することによって赤色信号パルス376がアクティブである時、赤色LED106をオン状態にし、かつ赤外線信号パルス378がアクティブである時、赤外線LED108をオン状態にするLED駆動回路372に入力として供給される。赤色信号パルス376および赤外線信号パルス378を波形120の双方向電流パルスに変換する回路構成要素は従来型のものであり、ここでは説明する必要はない。

【0114】

好適な実施態様において、LED復調状態テーブルブロック352では、前に説明した式17および19に概ね対応する復調式を実行する。特に、LED復調状態テーブルブロック352では、状態テーブルへの入力としてレジデューを受信し、そのレジデューの電流値に基づいて状態テーブルを1ステップずつ実行する。LED復調状態テーブルブロック352は、レジデューの各値につき2つの出力値を発生するが、この際、第1出力値は信号バス360上の第1復調信号 $D_1(t)$ であり、第2出力値は信号バス362上の第2復調信号 $D_2(t)$ である。

【0115】

特に、LED復調状態テーブルブロック352は、以下の形の復調信号 $D_1(t)$ および $D_2(t)$ の式を実行する。

【0116】

【数32】

$$\sqrt{2}/2$$

に等しいものとなる。従って、B（すなわち、HWD）の理想的値は

【外29】

$$\sqrt{2}$$

になる。勿論、実際の係数B、従ってHWDの値は、赤色パルスおよび赤外線パルスが正確な矩形波でない場合、変化する。実際の実施態様では、パルスに立ち上がり時間および立ち下がり時間に限界があるため、HWDの最適値は、以下で説明する方法で、好適には経験的に見出される。

【0120】

式32および33における値18.5は、復調波形を変調波形に揃えるために使用されており、そのため、余弦関数のピークは、変調波形の各波形の中間点に対応する。値HWDは、復調信号 $D_1(t)$ および $D_2(t)$ に変調信号 $M_1(t)$ および $M_2(t)$ に対する位相のずれを生じさせるアナログ処理、デジタル処理、またはこれらの両方の処理における遅延を補償するために、ある特定の実施態様において必要とされるハードウェア遅延因子である。理想的環境では、ハードウェア遅延因子の値は0である。しかし、特に好適な一実施態様では、ハードウェア遅延因子の値は39である。モジュラスは前に説明したが、基本的には、各周期の波形にあるステップ数である。ここで説明する実施態様では、モジュラスは148である。値Rは、0からモジュラス-1まで変化するレジデューであり、従って、好適な実施態様では、Rは0から147まで変化する。

【0121】

演算の際は、前に説明したように、ライン312上のクロック信号により、モジュロ-Mブロック350がレジデュー信号を発生する。レジデュー値は、前に説明したように、変調信号 $M_1(t)$ および $M_2(t)$ を発生するLED変調ブロック104に加えられる。レジデュー値はまた、各新規レジデュー値に対する $D_1(t)$ の新規値および $D_2(t)$ の新規値を発生するLED復調状態テーブルブロック352にも加えられる。従って $D_1(t)$ および $D_2(t)$ の148なる値

は、各完結サイクルごとに発生する。クロック信号が46.875Hzで働いているため、変調信号 $M_1(t)$ および $M_2(t)$ 、ならびに復調信号 $D_1(t)$ および $D_2(t)$ は、316.722973Hzの基本周波数を有し、これは、前に論じたように、従来の50Hzまたは60Hz電力線周波数の何れの高調波にも対応しない。

【0122】

HWA (ハードウェア遅延因子) の値、HWD (ハードウェアひずみ因子) の値、およびSCL (スケール因子) の値は、以下のように経験的に見出される。最初に、ハードウェア遅延因子、ハードウェアひずみ因子、およびスケール因子の理想的値がLED復調状態テーブルブロック352の式32および33に加えられる (すなわち、 $HWA \leq 0$ 、 $HWD = 1.414213562$ 、および $SCL = 2.221441469$)。ハードウェア遅延因子の最適値を求めるために、第2変調信号 $M_2(t)$ は、一定値であるゼロに設定される (すなわち、赤外線LEDがそのOFF状態に維持される)。赤外線LEDパルスが前述のように加えられ、A/D変換器からのデジタル検出器出力信号がモニタされて、変調信号 $M_1(t)$ と比較される。変調信号 $M_1(t)$ の始まりと、A/D変換器からの応答出力の始まりの検出との間の相対的遅延は、ハードウェア遅延因子(HWA)の最適値になる。一般的な実施形態では、ハードウェア遅延因子の最適値は39である。

【0123】

ハードウェア遅延因子の値を求めて、その因子を式32および33に適用してから、ハードウェアひずみ因子の理想的値およびスケール因子の理想的値をそれら両方に適用する。再び、赤外線LEDパルスを赤外線LED106に加えて、赤外線LEDにはパルスを加えない状態で、ライン342上の被復調赤外線信号出力のDC成分をモニタしながら、ハードウェアひずみ因子の値をその理想的値からゆっくりと変化させる。ハードウェアひずみ因子の値は、測定されたDC成分が最小になるまで変化させられ、その最小DC成分に対応するハードウェアひずみ因子の値が、ハードウェアひずみ因子の最適値として選択される。

【0124】

クロストークは、前述の本発明を3つ以上の信号に適用することによって最小限度まで軽減することができる。

【0128】

追加情報は、バス314上のデジタル化された検出信号から都合良く引き出すことが可能であり、かつ前に説明したように発生させた被復調信号の信頼性に関する表示を提供するために使用することができる。特に、本システムでは、光およびその他の供給源からのかなりの環境雑音が存在する状態で、

【外30】

$$\hat{S}_i(t)$$

信号および

【外31】

$$\hat{S}_j(t)$$

信号を復調することができるが、環境雑音レベルを被復調信号に影響するほど十分に大きくすることは可能である。図12および13では、環境雑音レベルを決定する時間領域方法およびシステムを示しており、図14および15では、環境雑音レベルを決定する周波数領域方法およびシステムが示してある。

【0129】

図12で示すように、デジタル検出信号152は、複数のサンプリングパルス502を含み成る波形500により表わされるサンプル信号を用いてサンプリングされる。サンプリングパルス502は、赤色光および赤外線が検出器150 (図1) で検出されていないと考えられる時に赤色パルス134、136と赤外線パルス142、144との間の間隔に現れるように調節される。従って、サンプル間隔の間に検出された何らかのエネルギーは、本来、周辺光およびその他供給源によって生じたものである。示してあるように、サンプリングパルス502は、好適には、赤色および赤外線パルス間の各間隔の略中間点に現れる。

【0130】

図13で示すように、デジタル検出信号バス314は、時間領域サンブラ52

次に、ハードウェア遅延因子の値とハードウェアひずみ因子の値が、それぞれの最適値に設定されている状態で、前に決定したように、スケール因子(SCL)は最初1に設定される。再び、変調システムが赤外線LED106に対してのみパルスを発生している状態で、ライン340上の被復調赤外線信号出力のDC成分が測定される。その上更に、フィルタ198からのデジタル検出器信号のオン状態およびオフ状態間の振幅差が測定される。測定された振幅差の、測定された被復調赤外線信号出力DC成分に対する比が、スケール因子の最適値として選択される。

【0125】

一般的復調波形 $D_1(t)$ は、図11の波形400で示しており、一般的復調波形 $D_2(t)$ は図11の波形402で示してある。図11の復調波形は、それらの波形を図10の変調波形に挿入するためにハードウェア遅延因子が0に設定された状態で示してある。ハードウェア遅延因子が非ゼロである場合、図11の復調波形が、図10の変調波形に対して位相シフトされることは理解されるはずである。

【0126】

クロストークを最小にするための復調信号の第1高調波成分の振幅の変化に関連して以上で説明したが、復調信号基本波成分の振幅に対する復調信号第2高調波成分の相対振幅が、変調信号基本波成分の振幅に対する変調信号第1高調波成分の振幅の関係によって決定されることは理解されるはずである。復調信号第1高調波成分の振幅の関係は、変調信号のデューティサイクルによってある程度決まる。変調デューティサイクルが変化させられると、変調信号第1高調波成分の振幅は変わる。従って、クロストークは、変調信号のデューティサイクルを変化させながら、変調信号成分の振幅を一定に保つことによって最小にすることができる。当業界における熟練者ならば、変調および復調信号の別の変形信号も、2つの出力信号間のクロストークを最小にするために使用できることを十分に理解するであろう。

【0127】

複数の信号 $S_1, S_2, S_3, \dots, S_i$ は、変調可能であり、また、信号間のク

0への入力として設けられる。時間領域サンブラ520は、第2入力としてバス356上のレジデュー信号も受信する。その時間領域サンブラは、レジデュー信号に反応して、レジデュー信号の値が赤色パルス134、136、および赤外線パルス142、144の休止時間に対応する時に、デジタル検出信号をサンプリングする。前に説明したように、赤色パルス134、136は、レジデュー信号が0乃至36の値を有する時に発生し、赤外線パルスは、レジデュー信号が74乃至110の値を有する時に発生する。従って、ハードウェア遅延が無いと仮定すると、サンプリングパルス502は、好適には、例えば、サンプリングパルスをパルス間の休止間隔の略中間点に位置決めするレジデュー信号が55の値を有する時、およびレジデュー信号が129の値を有する時に発生する。前に論じたように、実際のシステムは、処理時間によって生じるハードウェア遅延を有する。従って、システムが、例えば39のハードウェア遅延因子を有する場合、サンプリングパルス502は、レジデュー信号が94の値および20の値(168モジュロ110)を有する時に現れるように時間シフトされる。時間領域サンブラ520で使用するサンプル時間は、前に説明したデジタル・コンフィギュレーションバス310を介して受信されるコンフィギュレーション信号を用いて都合良く求められる。例えば、時間領域サンブラ520は、最初、55および129のレジデュー信号値でサンプリングを行うように設定することが可能であり、デジタル・コンフィギュレーションバス310を用いて伝達されるハードウェア遅延因子(HWA)の値が、両方の値に加算されて、正しいサンプル間隔に対しサンプルをシフトさせている。

【0131】

図14で示すように、検出信号スペクトル550は、316.7Hzおよび633.4Hzに変調信号の基本波および第1高調波に対応する2つの周波数成分をそれぞれ含んでいる。スペクトル550は更に、60Hz電力線周波数の基本波および複数の高調波を含んでいる。その上更に、スペクトル550は、種々の供給源によって生じることがある多数の周波数の雑音を含んでいる。パルス式医療計測システムで遭遇する特に厄介な雑音供給源は、外科的切開を行い、同時に周囲の血管を焼灼するために高周波電流を使用する電気焼灼装置である。こ

のような装置は、本来高周波雑音供給源であるが、アーク放電により低周波の雑音もかなり発生する。電気焼灼装置がパルス式酸素計測装置の検出器の近くで運用されている場合、その装置が発生した雑音がパルス式酸素計測検出器で発生した信号を覆い隠すことがある。換言すれば、雑音フロア (noise floor) がパルス式酸素計測検出器の検出可能信号よりも大きい可能性がある。

【0132】

雑音フロアが高すぎてパルス式酸素計測システムにより被復調信号が信頼できないことを示す場合を検出することは、好適である。雑音フロアのレベルを求めるために本発明では、スペクトル550をサンプリングして、変調信号の基本波及び高調波周波数以外の周波数で検出される周波数成分の内容を求めている。特に、図14のサンプル制御信号560で示すように、変調信号の基本波および高調波を含まないスペクトル550の部分がサンプリングされる。従って、好適な実施態様では、316.7Hz、633.4Hz、950.1Hz、等のスペクトルの振幅はサンプリングされない。これは更に、変調信号の基本波および高調波付近の周波数帯は、各心臓周期間の血流の変化による赤色パルスおよび赤外線パルスの変調によって生じた重要な情報も含んでいるからである。従って、図14で示すように、好適な実施態様では、変調信号の基本波および高調波および高調波周波数を囲む周波数帯 (例えば前に論じた側波帯) は、サンプルに含まれない。例えば、基本波および高調波周波数の各周波数付近の少なくとも±10Hz帯は、サンプルに含まれない。

【0133】

サンプリングされた周波数における強度は平均化されて、雑音信号の平均強度を表わす出力信号が発生する。デジタル処理システムの他の部分 (図示なし) では、雑音信号の平均強度を都合良くモニタしており、平均強度が、測定されたプレチスモグラフのサイズによって選択された閾値を超える場合、そのシステムからの被復調出力信号は信頼性が無く、使用すべきものではないと見なされる。

【0134】

図15には、前に説明したように雑音フロアを求めるシステムの好適な実施態様が示してある。図15のシステムは、デジタル化検出器バス314からの複数

便宜上、前の実施態様では、復調の前に大幅に低減される信号MF(k)を示していない。しかし、後で更に詳細に論じるように、信号MF(k)は、復調前に都合良く大幅に低減させることができる。復調前大幅低減技術では、主として、大幅に低減されたサンプル・レートが元の (大幅に低減されていない) サンプル・レートよりも低いため、復調演算を行うために必要な計算の負担を軽減することができる。理解されるであろうが、復調器で使用する数の数値が、状況によっては、式32および33で与えられる数値よりも短いため、計算も軽減される。復調前的大幅低減は、前述の複数の実施態様をまとめたものであり、復調前のデシメーションレートが1である時、前述の複数の実施態様に縮小される。

【0137】

図16は、復調前フィルタリングおよび大幅低減を取り入れたシステムを図で表わしたものである。図16は図3に類似したものであり、同じ数字は2つの図面の同じ要素を指している。図16では、信号入力 $S_1(t)$ および変調入力 $M_1(t)$ を有する第1変調器191が示してある。第2変調器193は、信号入力 $S_2(t)$ および変調入力 $M_2(t)$ を有する。信号 $S_1(t)$ および $S_2(t)$ の組は、それぞれ、指を通して伝わる赤色光および赤外線に基づく、指 (または他の身体部分) の血液の時間変化する体積および数値成分の影響を表わしている。赤色光信号部分 $S_1(t)$ は、(図1で示してある) 指102を通して伝わる赤色光の変化する減衰によって生じたものである。赤外線信号部分 $S_2(t)$ は、指102を通して伝わる赤外線の変化する減衰によって生じたものである。第1および第2変調器191、193の出力は、受光用光検出器150へ供給される。光検出器150は、加算器194および加算器196のようにモデル化される。第1および第2変調器191、193の出力は、加算器194に供給されて、下記のコンビジット信号 $M(t)$ を発生する。

【0138】

【数34】

$$M(t) = S_1(t)M_1(t) + S_2(t)M_2(t).$$

【0139】

のサンプルを受信してバス610上の被変換出力を発生する高速フーリエ変換ブロック600を含む。バス610上の被変換出力は、サンプルのスペクトルである。好適な実施態様では、十分な数のサンプルが、約44ミリのデータに相当するように取得されるため、60Hz電力の少なくとも2サイクルが、サンプルの範囲内に入れられる。例えば、約1,024サンプルは、44ミリ秒間隔の間に、約23.4kHzのサンプル・レート (例えば、1/2システムタイミング速度) で取得することができる。44ミリ秒間隔のスペクトルは、変調信号の基本波および高調波周波数を中心に±10Hz帯のサンプルを取り除くサンブラ620に入力として供給される。スペクトルサンブラ620の出力は、バス630上に供給され、それによって、平均化装置640への入力として供給される。平均化装置640では、受信したサンプリングされた雑音スペクトルを平均化して、平均出力をバス650に供給する。バス650上の平均出力は、雑音フロアを変わっており、デジタル処理システムの他の部分へ供給されるが、そこでは、この出力が、選択された閾値と比較され、雑音フロアが高すぎるか否かが判定される。閾値は必ずしも一定でなくてもよいが、プレチスモグラフの強度によって決まるものであり、言い換えると、測定対象の体の部分の血液循環によって決まる。

【0135】

図15の実施態様では、環境雑音が、主に、米国およびカナダの電力線周波数に対応する60Hzにあるか否か、またはヨーロッパの電力線周波数に対応する50Hzにあるか否かを判定するために都合良く使用することができる。前述の316.7Hzの変調周波数は、60Hz電力線周波数および50Hz電力線周波数の高調波を回避するために選択されたものである。環境雑音のエイリアシングが対象とする周波数で起こるように、電力線周波数の大幅なシフトが検出されると、変調周波数は、例えば、46,875Hzサンプリング周波数を変えたり、あるいはモジュラスを変えたりすること等によって、電力線周波数の高調波から更に遠くへ変調の高調波を移動するように変えることができる。

【0136】

(復調前的大幅低減)

加算器194からの出力信号 $M(t)$ は、信号 $n(t)$ を信号 $M(t)$ に加算する加算器196に供給される。信号 $n(t)$ は、光検出器150によっても検出される (DCおよび電力線周波数の高調波を含む) 周辺光、電磁的ピックアップ等により生じたコンビジット雑音信号を表わす。加えて、信号 $n(t)$ は、例えば電気焼灼設備等のような他の装置によって生じた高周波の雑音も含んでいる可能性がある。加算器196の出力は、信号 $M'(t) = M(t) + n(t)$ であり、この信号は雑音成分および信号成分を含んでいる。

【0140】

加算器196の $M'(t)$ 信号出力 (すなわち、検出器150の出力) は、信号処理ブロック1600の入力に加えられる。信号処理ブロック1600の内側では、信号 $M'(t)$ は最初に増幅器197、次にアナログ・バンド・パス・フィルタ198を通して伝えられる。アナログ・バンド・パス・フィルタ198は、エイリアス除去および低周波雑音およびDCの除去を実現する。フィルタ198は、20Hz乃至10,000Hzの好適な範囲の信号を伝えるように選択された通過帯域を有する。アナログ・バンド・パス・フィルタ198は、20Hzより低い雑音のかなりの部分を除去する。血液酸素飽和度に応じた信号成分は、2つの変調信号 $M_1(t)$ および $M_2(t)$ の演算により周波数シフトされて、アナログ・バンド・パス・フィルタ198で伝えられる。

【0141】

一実施態様において、アナログ・バンド・パス・フィルタ198の出力は、A/D変換器199によりサンプリングされて、同変換器内でデジタル信号に変換される。一実施態様において、信号は46,875サンプル/秒でサンプリングされる。A/D変換器199からのデジタル信号は、低域デジタルフィルタ1620へ入力として供給される。デジタルフィルタ1620からの出力信号は、デシメーションレート R_1 でサンプル・レートを減少させる (圧縮する) サンプル・レート圧縮ブロック1622へ供給される。低域デジタルフィルタ1620およびサンプル・レート圧縮器1622は共に、デシメータ1621を構成する (大幅低減は、ロー・パス・フィルタリングしてその後サンプル・レート圧縮を続けることを含む)。デジタルフィルタ1620は、エイリアス除去のフィ

ルタリングを実現し、サンプル・レート圧縮ブロック1622は好適には、デジタルフィルタ1620により決定された対象とする最も高い周波数の少なくとも2倍のサンプリング速度で動く。一実施態様では、サンプル・レート圧縮ブロック1622は、図10で示したように周期 τ の間のサンプル数に対応して、 $R_1=37$ の因子でサンプル・レートを減少させる。サンプル・レート圧縮ブロック1622の出力では、時間周期 τ 当たり1サンプル、従って時間周期 T 当たり4サンプルを提供する。サンプル・レート圧縮ブロック1622の出力は、信号 $MF(k)$ （ここで、 k は、不連続指数である）であり、毎秒約1,266サンプルを含み成る。

【0142】

信号 $MF(k)$ は、第1入力として第1ミキサー1624に供給される。信号 $MF(k)$ は、第1入力として第2ミキサー1626にも供給される。第1復調用信号 $D_1(k)$ は、第2入力として第1ミキサー1624に供給され、第2復調用信号 $D_2(k)$ は、第2入力として第2ミキサー1626に供給される。第1ミキサー1624の出力は、入力として第1低域フィルタ1630に供給され、第2ミキサーの出力は、入力として第2低域フィルタ1640に供給される。低域フィルタ1630、1640の帯域幅は、好適には約10Hzである。信号 $MF(k)$ は、第1入力として雑音チャネルミキサー1628にも供給される。雑音復調用信号 $D_3(k)$ は、第2入力として雑音チャネルミキサー1628に供給される。雑音チャネルミキサー1628の出力は、低域フィルタ1650の入力に供給される。低域フィルタ1650の出力は、サンプル・レート圧縮ブロック1652に供給される。サンプル・レート圧縮ブロック1652の出力は、雑音 $n(t)$ の推定値である。低域フィルタ1630の出力は、サンプル・レート圧縮器1632の入力に供給され、低域フィルタ1640の出力はサンプル・レート圧縮器1642の入力に供給される。低域フィルタ1630およびサンプル・レート圧縮器1632は共に、デシメータ1631を構成する。低域フィルタ1640およびサンプル・レート圧縮器1642は共にデシメータ1641を構成する。

【0143】

【外36】

$$\hat{S}_1(k)$$

および

【外37】

$$\hat{S}_2(k)$$

を処理しなければならない速度を減少させている。デシメータ1632、1642の出力はそれぞれ、出力ライン1634および1644上へ供給される。

【0145】

近似法ではないが、復調前に信号 $MF(k)$ を大幅に低減させることは、各所望の信号 $S_1(t)$ が各周期 τ の間に測定できるほど変わらないものであると仮定することにより簡単に行うことができる。多くの用途では、所望の信号 $S_1(t)$ および $S_2(t)$ は図2で示した時間間隔 τ の間にそれほど大きくは変わらないものであると仮定することは合理的なことである。当業界における熟練者ならば、この仮定の十分な条件は、 $S_1(t)$ および $S_2(t)$ の最も高い意味のある周波数成分は変調周波数よりもかなり低いことである、ということを実験するであろう。パルス式雑音計測法の用途において、最も高い対象とする周波数は、通常約10Hzであり、これは、316、7Hzなる変調の基本振動数よりもかなり低い。 $n(t)$ は所望の信号ではないため、このような仮定は $n(t)$ に対しては必要ない。 $n(t)$ は、変調サイクルに亘って不規則に変化するが、信号 $S_1(t)$ および $S_2(t)$ は不規則には変化しない。従って、 $S_1(t)$ および $S_2(t)$ にはほとんど影響しないが、 $n(t)$ を $n'(t)$ の形にすることができ、復調前の大幅低減を行うことは可能である。測定された信号は、因子 $R_1=Q$ （ここで Q は時間周期 τ のサンプル数である）を用いて大幅に低減され、その後復調される。

【0146】

$R_1=Q$ を仮定すると、サンプル・レート圧縮ブロック1622の出力における信号 $MF(k)$ のスペクトル領域表現は、以下により（近似的に）与えられる

デシメータ1631の出力は、信号
【外32】

$$\hat{S}_1(k)$$

であり、これは後で論ずるように、信号 $S_1(k)$ の推定値になる。デシメータ1641の出力は、信号

【外33】

$$\hat{S}_2(k)$$

であり、これは後で論ずるように、信号 $S_2(k)$ の推定値になる。後で示すように、本発明による第1復調用信号 $D_1(k)$ および第2復調用信号 $D_2(k)$ の選択により、2つの出力信号

【外34】

$$\hat{S}_1(k)$$

および

【外35】

$$\hat{S}_2(k)$$

における雑音の影響を軽減または取り除き、また、2つの信号間のクロストークを軽減または取り除くこともできる。

【0144】

デシメータ1632、1642では、デシメーションレート R_1 で、大幅低減を行う。好適な一実施態様では、デシメータ1632、1642で、デシメーションレート $R_1=20$ を用いて、例えば63、3Hzのサンプル・レートまで大幅な低減を行い、上述の引用特許において説明されている方法および装置により更に処理することができる大幅に低減された出力を生じる。デシメータ1632、1642で起こる大幅な低減により、対象とする信号の周波数の内容を10Hzを十分に上回るサンプル・レートに維持しながら、出力信号

【0147】

【数35】

$$MF(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=0}^{T-1} \left[S_1\left(f - \frac{n}{T}\right) + (-1)^n S_2\left(f - \frac{n}{T}\right) \right] + \frac{4}{T} \sum_{m=0}^{T-1} n\left(f - \frac{4m}{T}\right)$$

【0148】

サンプル・レート圧縮ブロック1622では、周期 τ 当たりのサンプル数と同じレートで大幅な低減を行っているため、その大幅な低減によって $MF(f)$ の式にある全ての τ 依存性を除去している。 m の指数が付けられた周波数成分は、 n の指数が付けられた周波数成分よりも4倍早く増大する。このことが起こるのは、 n の指数が付けられた被変調信号 $S_1(t)$ および $S_2(t)$ はサンプルの値が $1/4$ に現れるが、 m の指数が付けられた雑音 $n(t)$ はどのサンプルにも現れるからである。

【0149】

復調演算は、時間または周波数領域の何れかで行うことができる。信号 $MF(k)$ を周波数領域で復調する方法は、式35を以下のように書き直すことによって得ることができる。

【0150】

【数36】

$$MF(f) = \dots MF_{-1}(f) + MF_0(f) + MF_1(f) + MF_2(f) + \dots$$

【0151】

式中、

【0152】

【数37】

$$\begin{aligned}MF_{-1}(f) &= [S_1(f) + S_2(f)]/T \\MF_{-2}(f) &= [S_1(f) - S_2(f)]/T \\MF_0(f) &= [S_1(f) + S_2(f) + 4n'(f)]/T \\MF_1(f) &= [S_1(f) - S_2(f)]/T \\MF_2(f) &= [S_1(f) + S_2(f)]/T \\MF_3(f) &= [S_1(f) - S_2(f)]/T \\MF_4(f) &= [S_1(f) + S_2(f) + 4n'(f)]/T\end{aligned}$$

【0153】

式中、 $n'(k)$ は、大幅に低減された雑音信号 $n(t)$ である。信号 $S_1(f)$ の推定値は、 $MF_1(f)$ および $MF_3(f)$ のスペクトルをそれぞれ $-1/T$ および $-2/T$ だけシフトさせて、その結果得たスペクトルの和を2で除算することによって得ることができる。また、 $S_2(f)$ は、シフトの結果得たスペクトルの差を2で除算することによって得ることができる。すなわち、

【0154】

【数38】

$$\begin{aligned}\hat{S}_1(f) &= MF_1(f-1/T) + MF_3(f-2/T) \\ \hat{S}_2(f) &= MF_1(f-1/T) - MF_3(f-2/T)\end{aligned}$$

【0155】

時間領域における大幅低減は、更に簡便な $S_1(k)$ および $S_2(k)$ を得る方法である。時間領域復調は、以下により与えられるフーリエ変換の周波数シフト特性を使用することでなされる。

【0156】

【数39】

$$F(\omega + \omega_c) \Leftrightarrow e^{j\omega_c t} f(t)$$

【0157】

式39によれば、周波数領域項 $MF_1(f)$ は時間領域での時間シフトによって関係付けられ、この特性は、復調数 D_1-D_2 を発生するために使用することができる。(Nチャネルの一般の場合について)この処理の更に完全な展開は、後

【0161】

光検出器150は、加算器194および加算器196のようにモデル化される。変調器191、193、1701、および1703の出力は、まとめて加算器194で加算されて、以下のコンポジット信号 $M(t)$ を発生する。

【0162】

【数41】

$$M(t) = S_1(t)M_1(t) + S_2(t)M_2(t) + S_3(t)M_3(t) + \dots + S_N(t)M_N(t)$$

【0163】

加算器194からの信号 $M(t)$ は、加算器196に供給され、ここで、光検出器150によっても検出される周辺光、電磁気的ピックアップ等により生じたコンポジット雑音信号を表す信号 $n(t)$ に信号 $M(t)$ が加算される。加算器196の出力は、信号 $M'(t) = M(t) + n(t)$ であり、雑音成分および信号成分を含む。

【0164】

加算器196の $M'(t)$ 信号出力(すなわち、検出器150の出力)は、信号処理ブロック1700の入力に加えられる。信号処理ブロック1700の内側では、信号 $M'(t)$ は、最初に増幅器197を通して伝えられ、次にアナログ・バンド・パス・フィルタ198を通して伝えられる。アナログ・バンド・パス・フィルタ198は、エイリアス除去および低周波雑音およびDCの除去を実現する。信号 $S_1(t)$ の所望の信号成分は、変調信号 $M_1(t)$ の演算により周波数シフトされて、アナログ・バンド・パス・フィルタ198で伝えられる。

【0165】

アナログ・バンド・パス・フィルタ198の出力は、A/D変換器199によりサンプリングされて、同変換器内でデジタル信号に変換されて、低域デジタルフィルタ1620の入力に供給される。デジタルフィルタ1620からの出力信号は、デシメーション因子 R_1 を用いてサンプル・レートを減少させるサンプル・レート圧縮ブロック1622に供給される。デジタルフィルタ1620およびサンプル・レート圧縮ブロック1622は一緒にデシメータ1621を構成する

述の式42乃至50とこれらの式に挿入した本文で与えられる。 $N=2$ である現在のケースについては、式42乃至50を使用して以下を得る。

【0158】

【数40】

$$\begin{aligned}D_1(k) &= 0, 1, 0, 1, \dots \\ D_2(k) &= 1, -0.5, 0, -0.5, \dots \\ D_3(k) &= 0, -0.5, 1, -0.5, \dots\end{aligned}$$

【0159】

式40で示した数値は、示してある4つの値の繰返し数値である。故に復調波形は、単純な係数の短い繰返し数値にすぎない。サンプル $MF(k)$ が時間領域数値であるため、復調では、単純にサンプル $MF(k)$ と式40の数値の乗算を必要とする。例えば、係数数値 $D_1(k) = (0, 1, 0, 1, \dots)$ は、乗算器1628に供給され、信号 $MF(k)$ を復調して $n(k)$ の推定値を生成する。同様に、係数数値 $D_2(k) = (1, -0.5, 0, -0.5, \dots)$ が乗算器1624に供給され、信号 $MF(k)$ を復調して $S_1(k)$ の推定値を生成する。

【0160】

(マルチプルチャネル変調および復調)

前のセクションで説明した2チャネル復調前大幅低減技術は、所望の信号を3つ以上有するマルチチャネルシステムに拡張することができる。図17では、2チャネル変調器をマルチチャネル変調器/復調器に発展させたものを示す。図17には、図16で示したように、第1変調器191および第2変調器193が示してある。更に、図17には、第3変調器1701および第N変調器1702が示してある。信号入力 $S_1(t)$ および変調入力 $M_1(t)$ が第1変調器191に供給される。信号入力 $S_2(t)$ および変調入力 $M_2(t)$ は第2変調器193に供給される。信号入力 $S_3(t)$ および変調入力 $M_3(t)$ は第3変調器1701に供給される。信号入力 $S_N(t)$ および変調入力 $M_N(t)$ は第N変調器1702に供給される。

。サンプル・レート圧縮ブロック1622の出力は、信号 $MF(k)$ である。 $M(k)$ は、第1入力として第1ミキサー1624に;第1入力として第2ミキサー1626に;第1入力として第3ミキサー1710に;第1入力として第Nミキサー1712に;第1入力として雑音チャネルミキサー1713に供給される。第1復調用信号 $D_1(k)$ は、第2入力として第1ミキサー1624に供給される。第2復調用信号 $D_2(k)$ は、第2入力として第2ミキサー1626に供給される。第3復調用信号 $D_3(k)$ は、第3ミキサー1710に供給される。第4復調用信号 $D_N(k)$ は、第Nミキサー1712に供給される。雑音復調用信号 $D_n(k)$ は、雑音チャネルミキサー1713に供給される。ミキサー1624、1626、1710、1712、および1713の出力は、低域フィルタ1630、1640、1720、1730、および1740のそれぞれの入力として供給される。低域フィルタ1630、1640、1720、1730、および1740の出力は、デシメータ1632、1642、1721、1731、および1741のそれぞれの入力として供給される。デシメータ1632、1642、1721、1731、および1741の各デシメータでは、デシメーションレート R_2 を用いてサンプル・レートを減少させる。

【0166】

サンプル・レート圧縮器1632の出力は、信号

【外38】

$$\hat{S}_1(k)$$

であり、これは後で論ずるように信号 $S_1(k)$ の推定値になる。同様に、サンプル・レート圧縮器1642の出力は、信号 $S_2(t)$ の推定値になり、サンプル・レート圧縮器1721の出力は、信号 $S_3(t)$ の推定値になり、サンプル・レート圧縮器1731の出力は、信号 $S_N(t)$ の推定値になり、サンプル・レート圧縮器1741の出力は、信号 $n(t)$ の推定値になる。

【0167】

後で示すように、本発明による $l=0, \dots, N$ に対する復調信号 $D_l(t)$ の選択によって、出力信号

【外39】

$$\hat{s}_i(k)$$

および $n(k)$ の雑音の影響を実質的に軽減または取り除くことが可能であり、信号間のクロストークを実質的に軽減または取り除くことも可能である。

【0168】

図17で示すように、一組の $N+1$ 信号 $S_i(k)$ ($i=1, \dots, N$ および $n(k)$) は、速度 T/QN でサンプリングされるが、ここで T は変調周期である。間隔にするため、デシメーションレート R_1 は、因子 Q と同じであると仮定する。 $R_1=Q$ なる仮定は、必ずしも必要な仮定ではないが、ここではどちらかと言えば数学を単純化するために使用される。信号は、以下の式により結合される。

【0169】

【数42】

$$S(k) = M_1(k)S_1(k) + M_2(k)S_2(k) + M_3(k)S_3(k) + \dots + M_N(k)S_N(k) + n(k)$$

【0170】

畳み込み演算子を示す記号 $*$ を使用して、項 $M_i(k)$ は、以下により与えられる。

【0171】

【数43】

$$\begin{aligned} M_1(k) &= \Delta(2N/T) * P_1(i) \big|_{i=1/N} \\ M_2(k) &= \Delta(2N/T) * P_2(i) \big|_{i=2/N} \\ M_N(k) &= \Delta(2N/T) * P_N(i) \big|_{i=N/N} \end{aligned}$$

【0172】

式中、

【0173】

【数44】

式中、

【0181】

【数48】

$$\xi_i = \frac{P_i}{\epsilon}$$

【0182】

従って復調器の数列は以下により与えられる。

【0183】

【数49】

$$D_0(k) = \frac{(1-(-1)^k)}{2}$$

$$D_1(k) = P_1(k) - \frac{D_0(k)}{N}$$

$$D_2(k) = P_2(k) - \frac{D_1(k)}{N}$$

$$D_N(k) = P_N(k) - \frac{D_{N-1}(k)}{N}$$

【0184】

式中、

【0185】

【数50】

$$P_i(k) = P_i(i) \big|_{i=\frac{k}{N}}, P_1(k) = P_1(i) \big|_{i=\frac{k}{N}}, \dots, P_N(k) = P_N(i) \big|_{i=\frac{k}{N}}$$

【0186】

復調後低域フィルタ1630、1640、1720、1730、および1740、ならびに復調後サンプル・レート圧縮ステージ1632、1642、1721、1731、および1741では、変調/復調処理により生成される高周波の人為的産物を抑制する。但し、式49は、 $N=2$ に対する式40まで縮小する。

$$\Delta(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } |x| \leq 0.5 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

【0174】

および

【0175】

【数45】

$$P_i(i) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(i-nT)$$

【0176】

(式中、 $\delta(k)$ は、 $k=0$ については1、その他全ての k の値については0であるクロネッカーのデルタ関数である。) 更に、

【0177】

【数46】

$$P_i(i) = P_i\left(i - \frac{(i-1)T}{N}\right) \quad \text{for } i=2 \dots N$$

【0178】

因子 Q を用いて大幅低減を行う復調前つまりサンプル・レート圧縮ステージ1622の後、周波数領域の信号は、近似的に、以下により与えられる。

【0179】

【数47】

$$MF(f) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[S_i\left(f - \frac{n}{T}\right) + \xi_1^* S_i\left(f - \frac{2n}{T}\right) + \dots + \xi_{N-1}^* S_i\left(f - \frac{Nn}{T}\right) \right] + \frac{2N}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} S_i\left(f - \frac{2Nm}{T}\right)$$

【0180】

【0187】

(適応復調)

前のセクションで説明したマルチチャネル復調前大幅低減技術は、調節可能な復調前のデシメーションレートおよび調節可能な復調後デシメーションレートを有する適応型マルチチャネルシステムにまで拡張することができる。図18では、マルチチャネル変調器を適応型マルチチャネル変調器/復調器1800に発展させたものを示す。図18では、図17で示したように、第1変調器191と第 N 変調器1702が示してある。信号入力 $S_i(t)$ および変調入力 $M_i(t)$ は、第1変調器191に供給される。信号入力 $S_N(t)$ および変調入力 $M_N(t)$ は、第 N 変調器1702に供給される。

【0188】

光検出器150は、加算器194および加算器196のようにモデル化される。変調器191、193、1701、および1703の出力は、まとめて加算器194で加算されて以下のコンボジット信号 $M(t)$ を発生する。

【0189】

【数51】

$$M(t) = S_i(t)M_i(t) + \dots + S_N(t)M_N(t)$$

【0190】

加算器194からの信号 $M(t)$ は、加算器196に供給され、ここで、光検出器150によっても検出される周辺光、電磁気的ピックアップ等により生じたコンボジット雑音信号を表わす信号 $n(t)$ に信号 $M(t)$ が加算される。加算器196の出力は、信号 $M'(t) = M(t) + n(t)$ であり、雑音成分および信号成分を含む。

【0191】

加算器196の $M'(t)$ 信号出力 (すなわち、検出器150の出力) は、信号処理ブロック1800の入力に加えられる。信号処理ブロック1800の内側では、信号 $M'(t)$ は、最初に増幅器197を通して伝えられ、次にアナログ・バンド・パス・フィルタ198を通して伝えられる。アナログ・バンド・パス

・フィルタ198は、エイリアス除去および低周波雑音およびDCの除去を実現する。信号 $S_i(t)$ の所望の信号成分は、変調信号 $M_i(t)$ の演算により周波数シフトされて、アナログ・バンド・パス・フィルタ198で低えられる。

【0192】

アナログ・バンド・パス・フィルタ198の出力は、A/D変換器199によりサンプリングされて、同変換器内でデジタル信号に変換されて、デシメーションブロック1820の入力に供給される。適応デシメーションブロック1820は、デジタル低域フィルタと、デシメーションレート R_1 を用いてサンプル・レートを減少させるサンプル・レート圧縮器とを具備する。フィルタ係数およびデシメーションレート R_1 は、適応アルゴリズムブロック1850の出力によって、適応デシメーションブロック1820の制御入力に供給される。式35では、デシメーションレート R_1 が Q に等しいと仮定する。しかし、一般に Q の値は、デシメーションレート R_1 とは異なるであろう。適応デシメーションブロック1820の出力は、信号 $MF(k)$ である。

【0193】

信号 $MF(k)$ は、第1ミキサー1624の第1入力、第Nミキサー1712の第1入力、および雑音チャネルミキサー1713の第1入力に供給される。第1復調用信号 $D_1(k)$ は、信号発生器1841から第1ミキサー1624の第2入力に供給される。第4復調用信号 $D_4(k)$ は、信号発生器1831の出力から第Nミキサー1712に供給される。雑音復調用信号 $D_n(k)$ は、信号発生器1832の出力から雑音チャネルミキサー1713に供給される。信号発生器1831、1832、および1841の各発生器への制御入力は、適応アルゴリズム1850の出力により供給される。更に別の実施態様では、適応アルゴリズム1850は、信号処理装置1800の下流部にある他の信号処理要素により制御されるものであってもよい。

【0194】

ミキサー1713、1624、および1712の出力は、それぞれの入力として、適応デシメーションブロック1840、1830、および1834にそれぞれ供給される。適応デシメーションブロック1840、1830、および183

$$S(k) = M_1(k)S_n(k) + \dots + M_N(k)S_N(k) + n(k)$$

【0198】

適応デシメータ1820、1840、1830、および1834の各デシメータは、デジタル低域フィルタおよびサンプル・レート圧縮器を具備する。デジタル低域フィルタの特性（例えば、フィルタ係数の数、およびフィルタ係数の値）および各適応デシメータのサンプル・レート圧縮因子は、適応デシメータの制御入力へ提供される。制御入力は、適応アルゴリズム1850により駆動される。信号発生器1831、1832、および1841では、復調器1624、1712、および1713に対する復調数列をそれぞれ発生する。信号発生器1831、1832、および1841により生成される復調数列は、適応アルゴリズム1850により制御される。

【0199】

適応アルゴリズムでは、（適応復調器1820における）適応前デシメーションレート R_1 と、（適応復調器1830、1834、および1840における）復調後デシメーションレート R_2 とを、雑音推定値

【外43】

$$\hat{n}(k)$$

1746の雑音、および（任意に）信号

【外44】

$$\hat{S}_i(k)$$

に基づいて調節する。積 R_1R_2 は、A/D変換器199の出力における信号 $S(k)$ から信号処理ブロック1800の出力における信号

【外45】

$$\hat{S}_i(k)$$

に至る全体のデシメーションレートである。適応アルゴリズムにより、積 R_1R_2

4の各ブロックでは、制御入力が適応アルゴリズムブロック1850の出力により供給される。適応デシメーションブロック1840の出力は、信号 $n(t)$ の推定値になり、同出力は、適応アルゴリズムブロック1850の入力に供給される。その代替の実施態様では、信号推定値

【外40】

$$\hat{S}_i(k)$$

も適応アルゴリズムブロック1850に供給される。

【0195】

デシメータ1830の出力は、信号

【外41】

$$\hat{S}_i(k)$$

であり、これは前に論じたように、 $S_i(k)$ の推定値になる。同様に、デシメーションブロック1834の出力は、 $S_i(t)$ の推定値になる。前に示したように、本発明による $i=0, \dots, N$ に対する復調信号 $D_i(t)$ の選択によって、出力信号

【外42】

$$\hat{S}_i(k)$$

および $n(k)$ の雑音の影響を実質的に軽減または取り除くことが可能であり、信号間のクロストークを実質的に軽減または取り除くことも可能である。

【0196】

図18で示すように、一組の $N+1$ 信号 $S_i[k]$ $i=1, \dots, N$ および $n(k)$ は、速度 T/QN でサンプリングされるが、ここで T は変調周期であり、 R_1 は、デシメーションブロック1820のデシメーションレートである。信号は、以下の式により結合される。

【0197】

【数52】

が変化するように R_1 および R_2 を調節することが可能であり、あるいは、適応アルゴリズムにより、積 R_1R_2 が実質的に一定になるように R_1 および R_2 を調節することが可能である。通常、適応アルゴリズムでは、 R_1R_2 積を一定に保っており、そのため、信号処理装置1800の下流部にある信号処理ブロックは、実質的に一定のサンプル・レートで動作している。

【0200】

通常、信号発生器1841、1831、および1832の各発生器は、繰返し数の数列を発生する。数列内の要素の数は、デシメーション因子 R_1 の関数である。図3に関連して前に論じたように、 $R_1=1$ である場合、各復調数列には好適には148の値が存在する。図17に関連して前に論じたように、 $R_1=37$ である場合、復調数列には、好適には4つの値しか存在しない。

【0201】

適応アルゴリズムでは、 R_1 、 R_2 、および適応デシメータ1820、1830、1834、および1840のフィルタ変換関数を選択して、出力信号

【外46】

$$\hat{S}_i(k)$$

の質を改善する。例えば、環境雑音の高い状況においては、（図14および20に関連して論じられるように）比較的高次の高調波の出力信号が、環境雑音に汚染されていることが多い。従って、比較的高次の高調波は、環境雑音が存在する場合、好適には復調しない。比較的高次の高調波の復調を回避するため、適応復調器1850では、 $R_1=1$ および $R_2=37$ を設定し、それによって、図3乃至14に関連して説明した方法により復調することがある。その代わりに、適応復調器1850では、 $R_1=37$ を設定して $R_2=1$ を設定し、更に、適応デシメータ1820の低域フィルタの変換関数を設定して、極めて早いロールオフを実現する（それによって比較的高次の高調波をフィルタリングして除外する）。

【0202】

逆に、環境雑音の低い状況においては、比較的高次の高調波の出力信号は、環境雑音にそれほど汚染されておらず、従って、比較的高次の高調波は復調するこ

とができる。一実施態様では、比較的高次の高調波を復調するために、適応復調器1850では $R_1=37$ を設定して $R_2=1$ を設定して、図17に関連して説明した方法により復調を行う。これは、雑音が低い場合、とりわけ好都合なことであるが、それは、雑音が低い場合、出力信号

[外47]

$$\hat{s}_i(k)$$

が通常非常に微弱になり、かつ不規則雑音により汚染されるからである。比較的高次の高調波を更に復調すると、(相関する)高調波が出力信号に加算されるため、信号対雑音比が増大し、(相関のない)雑音を平均化して除外する。こうして信号の強さが増大し、雑音が軽減される。

[0203]

当業界における熟練者ならば、前述の2つの段階における原本は、連続体上の2点だけであり、また適応アルゴリズム1850により、その連続体に属する多くの好適な解を発生することができることを認識するであろう。

[0204]

(周辺光の阻止)

パルス式濃集計測装置において、雑音信号 $n(t)$ に対し大きく寄与しているものの1つは、光検出器150により検出される周辺光である。本発明の一態様では、都合の良いことに、周辺光の影響を復調後フィルタリングおよび大幅低減のステージで除去できるように、変調サンプリング速度 f_s および因子 Q を選択する方法を提供する。但し、 Q は、オン状態の周期の間のサンプル数であり(すなわち、変調信号サンプルが、 Q 回オン状態になる)、好適には、復調前サンプル・レート圧縮器1622のデシメーションレート R_1 でもある(一般に、 Q および R_1 の値は、異なるものでよい)。式35により説明した特定の実施態様では、値 Q が復調前型デシメータ1820のデシメーションレート R_1 としても使用されることを仮定している。

[0205]

2つの高調波を復調する図3および16で示したシステムでは、変調サイクル

[0213]

式中、SBFは、復調後つまり大幅低減のステージ(例えば、10Hzの低域フィルタ1630およびサンプル・レート圧縮器1632等)のストップバンド周波数である。

[0214]

図19は、 f_s および Q を選択する方法を示すフローチャートである。この方法は、周辺光周波数 f_c および影響力のある高調波成分 n が特定される処理ブロック1902で始まる。影響力のある高調波は、検出器150により検出される時にシステムパフォーマンスを許容できるレベルより下に低下させる高調波として定められる。次に、処理は、処理ブロック1902から処理ブロック1904へ進む。処理ブロック1904では、処理ブロック1902で特定された f_c および n の値が、式54に関連して、 T の許容できる値の集合を特定するために使用される。処理ブロック1904の終了と同時に、処理は、処理ブロック1806へ進む。処理1806では、処理ブロック1904で得られた T の値および式 $T=4Q/f_s$ を使用して、好適な f_s および Q の値が選択される。当業界における熟練者ならば、 T が Q/f_s の比に比例するため、 T が分かっても f_s または Q の何れも唯一のものとして決定することにはならないことを認識するであろう。

[0215]

例えば、 $50 \pm 1\text{Hz}$ および $60 \pm 1\text{Hz}$ の電力線周波数が与えられると、 f_c は、図19における方法の適用により、 $f_c=46, 875\text{Hz}$ および許容できる Q 値が37および41という結果になる。

[0216]

[数57]

$$f_s = [49.51] \cup [59.61]$$

[0217]

第18高調波までの全ての高調波が抑えられと仮定すると、 $n=1, \dots, 18$ となる。好適な実施態様では、これらの値を f_s および n に使用して、図19における方法の適用により、 $f_s=46, 875\text{Hz}$ および許容できる Q 値が3

の周期は以下により与えられる。

[0206]

[数53]

$$T = 4Q/f_s$$

[0207]

式中、 f_s は、サンプル・レートである。2つのライン式を定めると、

[0208]

[数54]

$$y(f_s, n) = n f_s \cdot \frac{1}{T}$$

$$z(f_s, n) = n f_s \cdot \frac{2}{T}$$

[0209]

式中、

[0210]

[数55]

f_s = line frequencies of concern
 n = line frequency harmonic numbers of concern

(f_s = 関係するライン周波数; n = 関係するライン周波数の高調波数)

[0211]

故に以下の場合、周辺光に起因する影響は最小になる。

[0212]

[数56]

$$|y(f_s, n)| \geq SBF$$

$$|z(f_s, n)| \geq SBF$$

7および41という結果になる。

[0218]

式57に至る処理は、図20によりグラフで示してあり、この図では、(Hz単位)の周辺光周波数 f_c の高調波が、(これもHz単位)のプレシモグラフ信号周波数に対してプロットしてある。図20は、44Hz乃至64Hzの周辺光周波数を示す x 軸を備えている。周辺光周波数は、一般に(米国で)60Hzおよび(米国以外で)50Hzである電力線周波数に普通に対応する。しかし、通常、電力線周波数の変動範囲は若干変化するものであり、従って、図20では、公称周波数の前後の周波数を示してある。

[0219]

図20には、-10Hz乃至10Hzのプレシモグラフ信号周波数を示す y 軸も示してある。当業界における熟練者ならば、負の周波数が前に説明した数学に現れるものであることを認識するであろう。特に、ベースバンドからある搬送波の周波数で変調された信号は、ベースバンド信号の周波数に対応する搬送波周波数より上の側帯と、負のベースバンド周波数に対応する搬送波周波数より下の側帯との2つの側帯を呈する。従って、変調および復調を扱う場合、正負周波数を扱うことは好都合なことである。

[0220]

図20には、周辺光周波数の第5、第6、第7、第10、第11、第12、第13、および第14高調波に対応する高調波線も示してある。これらの高調波線は、電力線周波数の高調波の復調(ミキシングダウン)によりプレシモグラフ信号内に生成された高調波に対応する。図20にある線は、 $1/T=316.72\text{Hz}$ について式54を使用して計算される。高調波線は、式54から、 $y(f_s, n)$ に対応するものもあり、 $z(f_s, n)$ に対応するものもある。示してない高調波線(例えば第8高調波に対応する線)は、 x 軸および y 軸の表示範囲を超えたものである。

[0221]

図20は、式56で示したストップバンド周波数を求めるために使用することができる。例えば、図20の高調波線は、49Hzの周辺光周波数のストップバ

ンド周波数を示しており、周辺光周波数の第13高調波は、約3Hzでプレスマググラフ信号に現れる。従って、図20では、10Hzのプレスマググラフ帯域幅について、周辺光の最初の第14高調波は、式57と一致する約61.2Hzから約58.5Hzの間の周辺光周波数に対するプレスマググラフ信号に全然現れないことを示している。10Hzのプレスマググラフ帯域幅に対して現れる第1周辺高調波は、第5高調波および第11高調波である。

【0222】

(その他実施態様)

本発明の好適な実施態様において、前に説明したハードウェアは、デジタル信号処理装置および関連する回路構成要素に実装される。LED変調ブロック104およびLED復調状態テーブルブロック362は、デジタル信号処理装置により実行されるプログラムコードを用いて実行されるアルゴリズムを含み成る。その上更に、例えばハードウェア遅延値、ハードウェアひずみ値、およびハードウェアスケール値のような構成変数は、セットアップされる時にデジタル信号処理装置に入力として供給される。例えば、デジタル信号処理装置の主オペレーティングプログラムは、不揮発性ROMまたはPROMに格納可能であり、変数は、セットアップ手続きの間にフラッシュメモリに格納することができる。このようなセットアップ手続きの間にデジタル信号処理装置と通信を行う技術は、当業界における熟練者にとって周知のものであり、ここでは詳細に説明することはしない。例えば、前に論じたコンフィギュレーションバス310は、このようなセットアップ手順の間のフラッシュメモリに対する通信経路である。コンフィギュレーションバス310に対し供給されたデータは、システムオペレータ(図示なし)が提供してもよいし、あるいは、様々な実施態様のLED106、108および検出器150について維持されていたルックアップ表(図示なし)からデータを供給してもよい。

【0223】

測定対象のパラメータが被検体の体の部分を通して伝わる赤色光および赤外光の減衰であるパルス式酸素計測システムに関連して前に説明したが、ここで説明した方法および装置は、2種類またはそれ以上の信号が分析対象システムを通し

【図4】 横軸が周波数を表わし、縦軸が信号のDCおよび高調波成分のエネルギーを表わす。n=0, 1, 2, ... に対する第1変調信号M₁(t)の周波数スペクトルを示す図である。

【図5】 基本周波数が、通常の60Hz電力の基本波および高調波と比べて、316.7Hzになるように選択されている場合の本発明の第1および第2高調波の一般的スペクトルを示す図である。

【図6】 赤外線変調パルスをオフにした状態でBの値を変化させている時の、赤色変調パルスに応じた測定された信号出力

【外48】

$$\hat{S}_j(t)$$

に対するBの値の影響を示す図である。

【図7】 デジタル処理システムにおいて実行される本発明の好適な実施態様を示す図である。

【図8】 本発明の復調部分の詳細ブロック図である。

【図9】 本発明の変調部分の詳細ブロック図である。

【図10】 図9の変調部分で発生した赤色駆動波形と赤外線駆動波形とを示す図である。

【図11】 図8の復調部分で発生した復調波形を示す図である。

【図12】 赤色パルスおよび赤外線パルスともにオフ状態である時間の間に、デジタル検出信号を時間領域でサンプリングして、環境雑音レベルに関する情報を得る方法を示す図である。

【図13】 図12の時間領域サンプリングを行うシステムのブロック図である。

【図14】 信号周波数以外の周波数における雑音フロアを決定するための周波数領域サンプリングの方法を示す図である。

【図15】 図14の周波数領域サンプリングを行うシステムのブロック図である。

【図16】 本発明の復調前大幅低減の実施態様による処理システム全体のブ

で伝えられる他の測定にも使用可能であることが理解されるはずである。特に、本発明は、ここで説明したように、2種類のパラメトリック信号が信号間に事前設定済のタイミング関係を有するものである分析対象システムに応じた2つの合成パラメトリック信号を復調するために使用することができる。

【0224】

当業界における熟練者ならば、デシメーションブロックに結合して設けられた低域フィルタにより、ロー・パス・フィルタリング以外の他のフィルタリング機能を実現できることを認識するであろう。従って、例えば低域フィルタ1620、1622、1630、1640、1650、1720、1730、および1740、ならびにデシメータ1820、1830、1834、および1840により、例えば、バンド・パス・フィルタリング、バンドストップフィルタリング等のような(ロー・パス・フィルタリング以外の)他のフィルタリング機能を実現してもよい。更に、復調後デシメーションレートR₁は、各出力チャネルについて同一である必要はない。故に、例えば、図18において、デシメータ1840が第1デシメーションレートR₁=r₁を有するとともに、デシメータ1830および1834が第2デシメーションレートR₂=r₂を有するものであってもよい。

【0225】

本発明の特定の実施態様に関連して前に説明したが、その実施態様の説明は、本発明の例示であり、限定することを意図したものではないことが理解されるはずである。種々の変形および用途は、当業界における熟練者にとっては、添付クレームに定義される本発明の精神および範囲から逸脱せずに心に浮かぶものである。

【図面の簡単な説明】

【図1】 被検体の血液酸素飽和度を求めるために使用される本発明による信号処理システムを表現したものの一般的ブロック図である。

【図2】 図1のLEDを通る電流の一般的波形と、その結果生じたLEDにより発生した赤色光および赤外光の強度を示す図である。

【図3】 本発明による処理システム全体のブロック図である。

ロック図を示す図である。

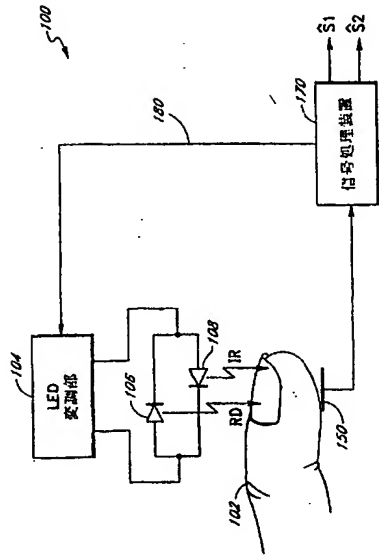
【図17】 本発明の復調前大幅低減の実施態様によるマルチチャネル処理システムのブロック図である。

【図18】 本発明の復調前大幅低減の実施態様による適応型マルチチャネル処理システムのブロック図である。

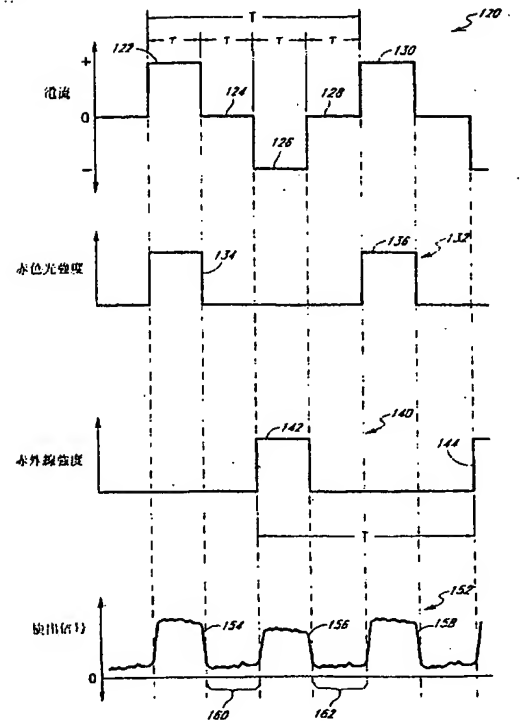
【図19】 周辺光の影響を最小にするために変調周波数およびデシメーションレートを選擇する方法のフローチャートである。

【図20】 周辺光に因る干渉を最小にする復調システムをデザインするためのグラフによる方法に関連して使用されるグラフである。

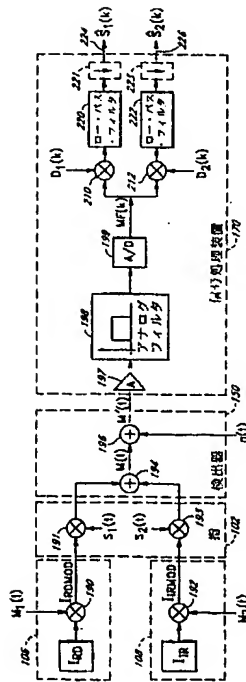
【图 1】



【图 2】



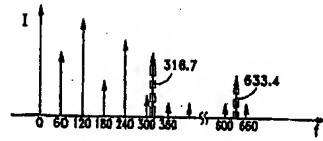
【图 3】



(82)

特表平 14-511291

【例 5】



【图 6】

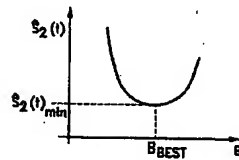
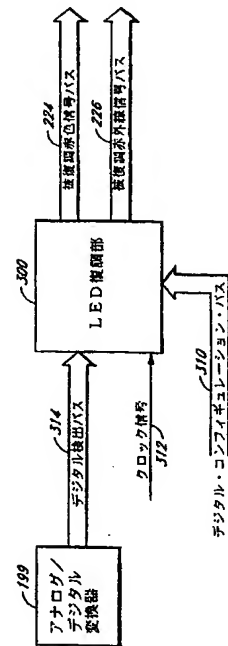


FIG. 6

(83)

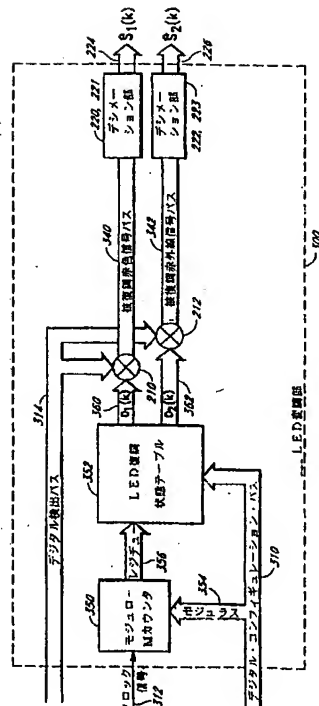
特表平 1 4 - 5 1 1 2 9 1



(84)

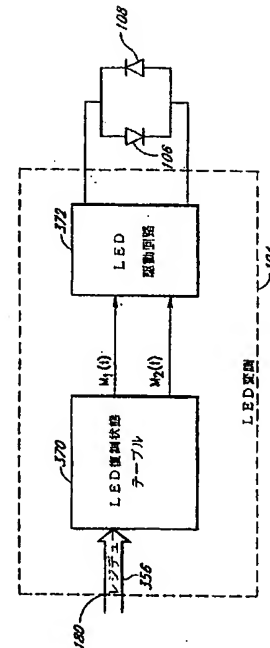
特表平 14-511291

【圖 8】

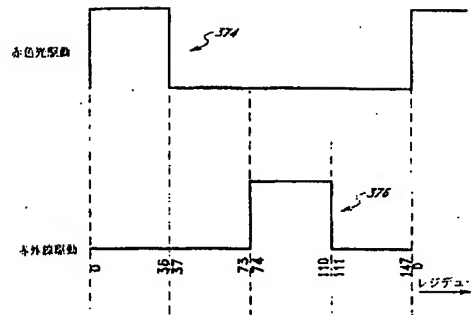


(85)

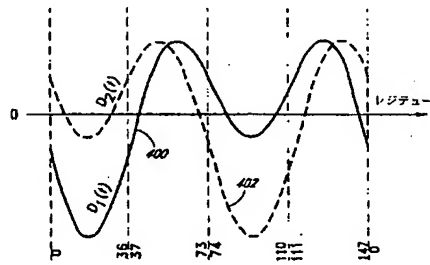
特表平 1 4 - 5 1 1 2 9 1



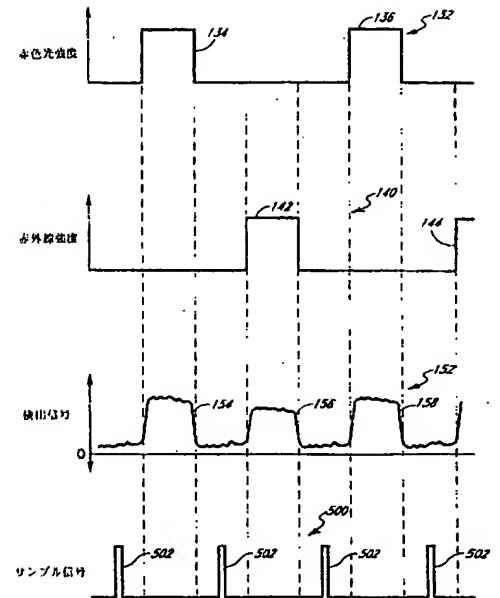
【図10】



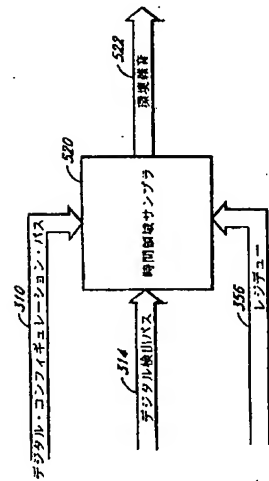
【図11】



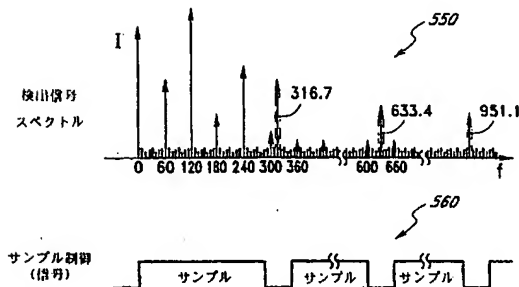
【図12】



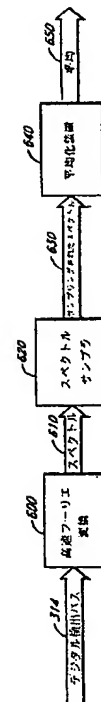
【図13】



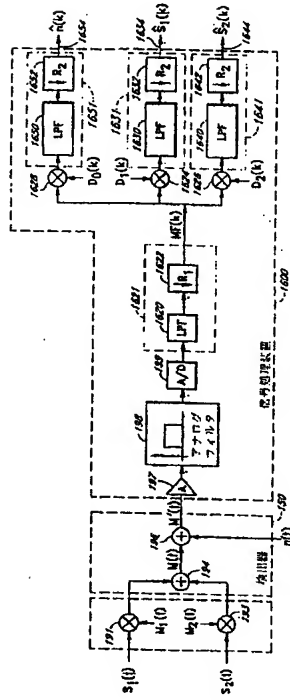
【図14】



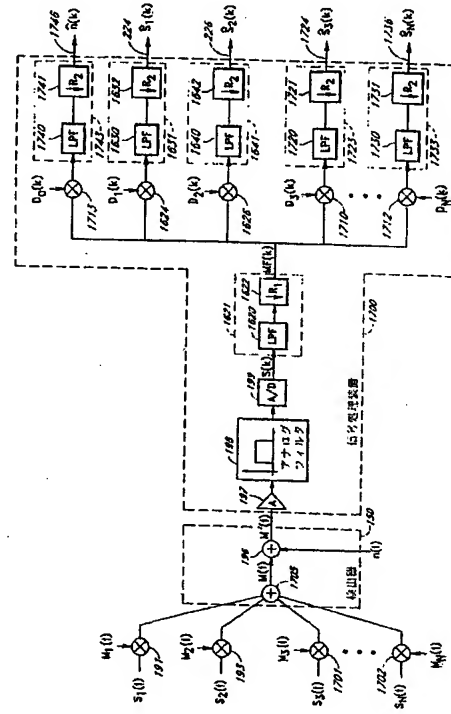
【図15】



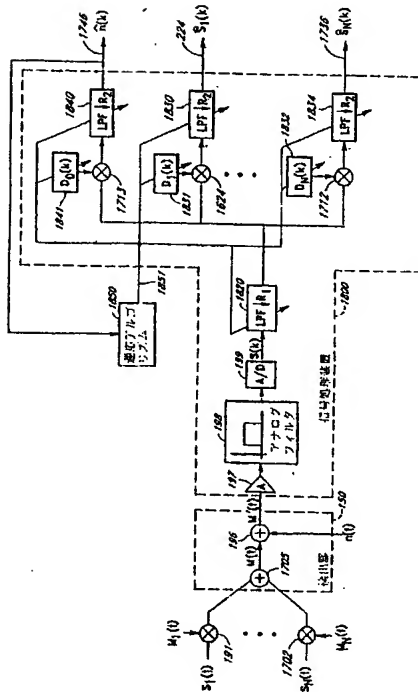
【図16】



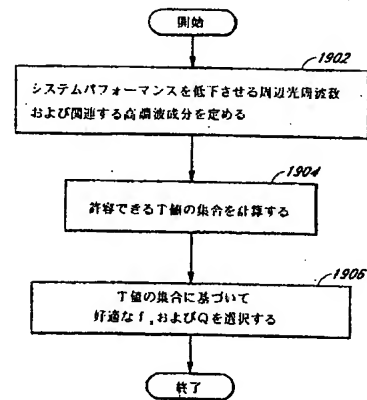
【図17】



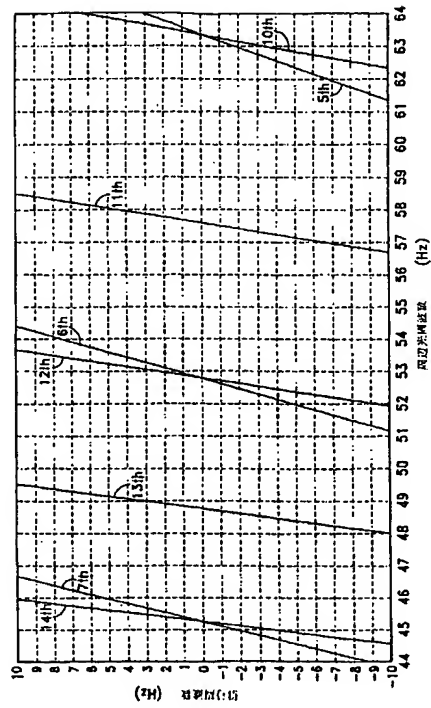
【図18】



【図19】



【图 20】



【國際調查報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 6 A61B5/00 606F17/00		Int. J. Appl. No. PCT/US 99/07825
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 6 A61B 606F		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
E	WO 98 46125 A (MASIMO CORP) 22 October 1998 (1998-10-22) the whole document	1-28
A	EP 0 335 357 A (NELLCOR INC) 4 October 1989 (1989-10-04) page 2, line 10 - page 6, line 5; figure 1	1,3,8, 11,13, 15,16, 19,20
A	DE 33 28 862 A (SIEMENS AG) 28 February 1985 (1985-02-28) page 7, line 13 - page 13, line 25; figures 1-6	1,3,8, 11,13, 15,16, 19,20
-/-		
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.		
<input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents : "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art. "A" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 27 August 1999		Date of mailing of the international search report 02/09/1999
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. 5618 Patentlaan 2 NL - 2200 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 940-2040, Tx. 81 051 epo nl, Fax: (+31-70) 940-3016		Authorized officer Schenkels, P

Form PCT/ISA/210 (as revised sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int. J. Appl. Application No.
PCT/US 99/07825

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	EP 0 761 159 A (HEWLETT PACKARD CO) 12 March 1997 (1997-03-12) page 4, line 2 - page 11, line 54; figures 4-10	1,3,8, 11,13, 15,16, 19,20
A	US 4 773 422 A (ISAACSON PHILIP O ET AL) 27 September 1988 (1988-09-27) column 2, line 15 - line 61 column 3, line 17 - column 8, line 19; figures 1-3	1,3,8, 11,13, 15,16, 19,20

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

page 2 of 2

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/US 99/07825

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 9846125 A	22-10-1998	US 5919134 A	06-07-1999
		AU 6895498 A	11-11-1998
EP 0335357 A	04-10-1989	US 4911167 A	27-03-1990
		AT 137648 T	15-05-1996
		CA 1323432 A	19-10-1993
		DE 68926405 D	13-06-1996
		DE 68926405 T	05-09-1996
		FI 891494 A	01-10-1989
		JP 2045041 A	15-02-1990
		US 4934372 A	19-06-1990
		US RE35122 E	19-12-1995
DE 3328862 A	28-02-1985	DE 3234388 A	05-04-1984
		JP 59075043 A	27-04-1984
EP 0761159 A	12-03-1997	EP 0760223 A	05-03-1997
		US 5800348 A	01-09-1998
		JP 9103425 A	22-04-1997
US 4773422 A	27-09-1988	US RE33643 E	23-07-1991

フロントページの続き

(72)発明者 アルーアリ、 アマー
アメリカ合衆国 92782 カリフォルニア
州 タスティン フィリップス ストリー
ト 10880

Fターム(参考) 4C038 KK01 KL05 KL07 KM01 KX02

【要約の続き】

調波周波数である。第2振幅は、第1パラメトリック信号から第2出力信号へのクロストークを最小にし、かつ第2パラメトリック信号から第1出力信号へのクロストークを最小にするように、第1振幅に関係付けられる。

THIS PAGE BLANK (USPTO)

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☒ FADED TEXT OR DRAWING
- ☐ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

THIS PAGE BLANK (USPTO)